

PCT

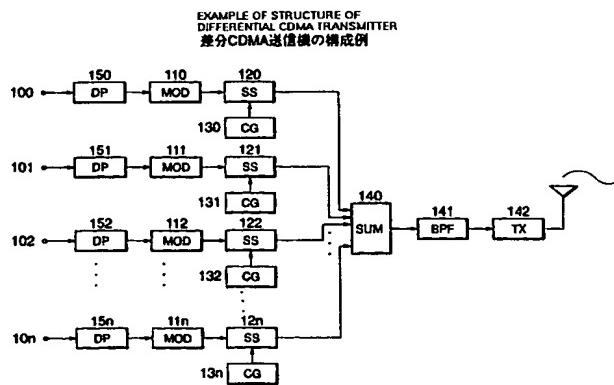
世界知的所有権機関
国際事務局
特許協力条約に基づいて公開された国際出願



(51) 国際特許分類6 H04J 13/00	A1	(11) 国際公開番号 WO99/59280 (43) 国際公開日 1999年11月18日(18.11.99)
(21) 国際出願番号 PCT/JP99/02443		(81) 指定国 CN, JP, KR, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)
(22) 国際出願日 1999年5月12日(12.05.99)		添付公開書類 国際調査報告書
(30) 優先権データ 特願平10/132017	1998年5月14日(14.05.98) JP	
(71) 出願人 ; および 岸 政七(KISHI, Masahichi)[JP/JP] 〒480-1123 愛知県愛知郡長久手町東狭間218番地 Aichi, (JP)		
(72) 発明者 弁理士 富田和子(TOMITA, Kazuko) 〒220-0004 神奈川県横浜市西区北幸2丁目9-10 横浜HSビル7階 Kanagawa, (JP)		

(54) Title: CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS (CDMA) TRANSMISSION SYSTEM

(54) 発明の名称 符号分割多元接続 (CDMA) 伝送方式



(57) Abstract

A large-capacity CDMA transmission system for communication with a mobile traveling at high speed, such as an automobile, to exchange information the quantity of which is equivalent to or more than those of conventional systems by using a frequency bandwidth equivalent to or narrower than those of conventional ones without increasing the occupied bandwidth. A code division multiple access (CDMA) transmission system in which the phase of a carrier for a predetermined period is so modulated that a predetermined value is maintained to generate a primary modulated wave, the primary modulated wave is multiplied by a spread spectrum code string, and simultaneously multiple communication is made, characterized in that a primary modulated wave is generated by differential coding phase modulation (DPSK) on the transmission side, the phase difference between the immediately previous symbol section and the current symbol section is detected by quasi-synchronous detection and differential calculation on the reception side, and the detected phase difference is used as information on the current symbol.

(57)要約

占有周波数帯域幅を増大させること無く、同等以下の周波数帯域幅を使用し、同等以上の情報量を自動車のような高速な移動体と通信できるようにする大容量のCDMA伝送方式を提供する。

キャリア信号の一定期間内の位相を所定の値に保つように位相変調して1次変調波を生成し、これに拡散符号列を乗じ、同時に複数通信する符号分割多元接続(CDMA)伝送方式を前提とする。送信側において、差分符号化位相変調(DPSK)を用いて、1次変調波を生成し、受信側において、準同期検波および差分演算により、直前のシンボルと現シンボル区間との位相差を検波し、この検波した位相差を、当該現在のシンボルの情報として得ることを特徴とする。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

A E	アラブ首長国連邦	D M	ドミニカ	K Z	カザフスタン	R U	ロシア
A L	アルバニア	E E	エストニア	L C	セントルシア	S D	スードーン
A M	アルメニア	E S	スペイン	L I	リヒテンシュタイン	S E	スウェーデン
A T	オーストリア	F I	フィンランド	L K	スリ・ランカ	S G	シンガポール
A U	オーストラリア	F R	フランス	L R	リベリア	S I	スロヴェニア
A Z	アゼルバイジャン	G A	ガボン	L S	レソト	S K	スロヴァキア
B A	ボズニア・ヘルツェゴビナ	G B	英國	L T	リトアニア	S L	シエラ・レオネ
B B	バルバドス	G D	グレナダ	L U	ルクセンブルグ	S N	セネガル
B E	ベルギー	G E	グルジア	L V	ラトヴィア	S Z	スワジ兰ド
B F	ブルガリア・ファン	G H	ガーナ	M A	モロッコ	T D	チャード
B G	ブルガリア	G M	ガンビア	M C	モナコ	T G	トーゴー
B J	ベナン	G N	ギニア	M D	モルドヴァ	T J	タジキスタン
B R	ブラジル	G W	ギニア・ビサオ	M G	マダガスカル	T Z	タンザニア
B Y	ペラルーシ	G R	ギリシャ	M K	マケドニア旧ユーゴスラヴィア	T M	トルクメニスタン
C A	カナダ	H R	クロアチア	M L	共和国	T R	トルコ
C C F	中央アフリカ	H U	ハンガリー	M N	マリ	T T	トリニダッド・トバゴ
C G	コンゴー	I D	インドネシア	M R	モンゴル	U A	ウクライナ
C H	イス	I E	アイルランド	M W	モーリタニア	U G	ウガンダ
C I	コートジボアール	I L	イスラエル	M X	マラウイ	U S	米国
C M	カメルーン	I N	インド	N E	メキシコ	U Z	ウズベキスタン
C N	中国	I S	アイスランド	N L	ニジエール	V N	ヴィエトナム
C R	ニカラグア	I T	イタリア	N O	オランダ	Y U	ユゴースラビア
C U	キューバ	J P	日本	N Z	ノールウェー	Z A	南アフリカ共和国
C Y	キプロス	K E	ケニア	P L	ニュージーランド	Z W	ジンバブエ
C Z	チェコ	K G	キルギスタン	P T	ポーランド		
D E	ドイツ	K P	北朝鮮	R O	ポルトガル		
D K	デンマーク	K R	韓国		ルーマニア		

明細書

符号分割多元接続（C D M A）伝送方式

技術分野

本発明は、特に移動通信等の激しいフェーディング環境下で、高速デジタル情報を伝送するための符号分割多元接続（C D M A）伝送方式に関する。

背景技術

近年、自動車電話や携帯電話等の移動通信の分野において、符号分割多元接続（C D M A）伝送方式が実用化されている。かかるC D M A伝送方式の原理を以下に概説する。

一定値のシンボル期間におけるキャリア信号を伝送する情報に対応して位相変調（P S K）することで、1次変調波を生成する。この時、必要に応じて、符号分割多元接続するチャネル数 n 以上の個数の1次変調波を生成する。

この1次変調波に、3 2あるいは6 4等の指定する符号長の拡散符号を、各々のシンボル期間内でセグメント数だけ繰り返し乗じ、拡散信号を生成する。この拡散符号列の長さは、いわゆる拡散係数に一致する。さらに、拡散符号はWalsh関数などで規定され互いに直交するものとする。さらに、各シンボル期間内における单一の拡散符号における最初の符号から最後の符号までの期間をセグメントと呼ぶ。各シンボル期間は複数のセグメントで構成されることになる。特に、拡散符号に対応するセグメントを、「送信基本セグメント」あるいは単に「基本セグメント」と呼ぶ。あとで逆拡

散の技術の説明で言及する事ではあるが、逆拡散符号に対応するセグメントを、同様に「受信基本セグメント」あるいは単に「基本セグメント」と呼ぶ。

すべての送信基本セグメントおよび受信基本セグメントの前縁時点と後縁時点は、それぞれ、拡散符号あるいは逆拡散符号の、最初の符号の前縁における時点と最後の符号の後縁における時点に、互いに一致する。送信ならびに受信の処理遅延や伝送遅延などの遅延時間を除けば、送信基本セグメントと受信基本セグメントは互いに時間的に一致することになる。この意味から、「送信基本セグメント」と「受信基本セグメント」を、「基本セグメント」と総称し、「仮想セグメント」と区別する。ここに、「仮想セグメント」とは、受信性能を向上させるために本発明で開示する新しい概念であり、「送信セグメント」とは、一致しない時間から開始する逆拡散に使用するセグメントを特定するために使用する。

同時通話数 n の多元接続に必要な n 個の拡散信号ならびに、位相補償情報や通信システムに必要な制御情報を示す最低 1 個の拡散信号を加算し、最低 $n + 1$ 個の拡散信号を加算した総和値を送信する。

一方、受信側において、受信波から、チップ・タイミング、シンボル・タイミング、シンボル期間、セグメント期間などの制御情報を検出する。そして、送信時に使用した拡散符号に対する逆拡散符号を、受信波に乘じ、逆拡散符号が継続する期間における受信セグメントの総和を求めて逆拡散値を決定する。1 シンボルごとにシンボル期間内に存在する複数の受信セグメントの逆拡散値から逆拡散信号を求め、逆拡散回路から1次変調波を復調し、シンボル期間内の情報位相を検波する。この検波した位相値を検波位相値という。移動通信においては、激しいフェーディングを受け、検波位相値に位相誤差が生じ正しい位相値から大きく異なる事が多いので、位相誤差を補償するために、ゼロなどの概知の位相値を用いて1次変調し、かつ特定の拡散符号で拡散して得るパイロット信号を同時に伝送する。パイロット信号等で受信した時に知る

既知の位相値からの位相誤差を、すべての拡散符号でも同じ値の位相誤差が生じるものと仮定して検波位相値から位相誤差を差し引き補正することで、フェーディング等による擾乱を抑圧するように工夫している。

ついで、補正した検波位相値に対応する情報を識別し、これにより情報が伝送されることになる。

かかるCDMA伝送方式の従来の技術を図面に従って、さらに説明する。なお、図において同一または類似のものは、同一の参照番号または参照記号を付して説明する。

図26は、一般的なCDMA送信機の概要構成を示す。図中、入力端子100からパリオット信号に用いる既知なる値、ならびに、n個の情報入力端子101～10nから情報値を、それぞれ対応する位相変調回路(MOD)110ならびに111～11nに入力する。入力情報の個数nは、同時多元接続する通信数を意味する。

各々の位相変調回路は入力される情報に対応して、キャリア信号を位相変調して、入力端子100～10nからの信号に対応するn+1個の1次変調波を生成する。

拡散回路(SS)120～12nは、それぞれ、対応する1次変調波と、拡散符号発生回路(CG)130～13nから印加される拡散符号との積を、拡散符号の時間期間(チップ区間)対応に同期して求め、求めた積を拡散符号として出力する。なお、拡散符号発生回路(CG)130～13nが生成する拡散符号は、それぞれ互いに直交している。また、拡散符号発生回路(CG)は同期しており、符号長Nがn+1以上のWalsh関数の各行に対応する拡散符号を1シンボル期間内で、それぞれセグメント数だけ繰り返し発生する。

n+1個の拡散信号ならびに、各種の制御信号は、次いで総和回路(SUM)140において、総和される。総和回路(SUM)140の出力は、帯域制限回路(BPF)141により帯域制限され、送信回路(TX)142において必要に応じて周波

数変換し電力増幅して送信される。

ここで、上記図26における位相変調回路(MOD)110～11nの動作を、以下に詳細に説明する。すなわち、位相変調回路(MOD)110～11nのそれぞれにおいて、図27に示す1次変調波とシンボル構造のように、一定T時間キャリア信号を分割し、各期間の位相を図28に示すQPSKのビット配置あるいは、図29に示す $\pi/4$ -shiftedQPSKのビット配置に従い、1期間で伝送するシンボル値00、01、10、11に1対1に対応するようにキャリア信号の位相を変調して1次変調波を生成する。

ここに、1次変調波は、QPSKとオフセットQPSK、あるいは差分QPSKと $\pi/4$ -shifted差分QPSKなどの位相変調した信号の総称とする。さらに、1次変調波として上記のようにQPSKが用いられる場合、QPSK波の位相は0、90、180、270度(あるいは、0、±90、180度)の4種の値を、 $\pi/4$ -shiftedQPSKが用いられる場合、QPSK波の位相情報は45、135、225、315度(あるいは、±45、±135度)の4種の値を、それぞれ採るものとする。位相値は、360度の剩余値であり、QPSK波の位相は、全位相空間を最大に分割するよう設定されており、例えば基準位相をQPSKでは0度、 $\pi/4$ -shiftedQPSKでは45度と考えれば、すべての位相は互いに90度ずつ離れている。1次変調波の4種の位相を状態00、01、10、11と対応させれば、送信ビット系列を2ビットずつ纏めたダイビットに対応させることが出来、1シンボルで2ビットずつ送信できる。

図に示すようにシンボルを反時計周りに00、01、11、10と設定しているのは、隣接する位相に対応する状態のハミング距離が1、隣接していない位相に対応する状態のハミング距離が2になるようにするためである。ここに、ハミング距離とは、状態のビットの値が異なる数を言い、例えば、距離(00、01)、距離(01、

11)、距離(11、10)、距離(10、00)は、全て1であり、距離(00、11)と距離(10、01)は2となる。

このような位相と状態の対応付けはグレイ符号化と呼ばれるものであり、伝播中の擾乱で传送情報が誤る確率を小さく抑えるために用いられる。擾乱で受信位相が45度を超えて送信位相からずれ隣接状態と誤る場合には、隣接状態との距離が常に1に設定されているので、2ビット中の1ビットが救済される理屈になる。

当然、135度以上の位相誤りが発生する場合には、2ビット中全ビットが誤るが、かかる場合には、どんな状態割付をしても全ビット誤りとなりグレイ符号化では救済できず、誤り訂正符号等の適用以外には救済できない。

一方、シンボル期間Tは、シンボルレートの逆数で定義される量であり、シンボルレートが32kシンボル／秒（以降、シンボル／秒をs p sと記述する）の場合は、 $T = 31.25 \mu\text{秒}$ となる。従って、シンボルレートが32ks p sの場合、QPSKの传送速度は64kビット／秒（以降、ビット／秒をb p sと記述する）となる。

次に、図26の拡散回路(SS)120～12nの動作を、さらに詳しく説明する。

今、図30に示すように1次変調波の各シンボル期間を、互いに等しい時間区間のセグメント0から3までの4個のセグメント区間に分割する。ここではシンボル当たり4セグメントの場合について説明するが、他の場合も同様であり、容易に類推できるので説明を省略する。更に、各セグメント区間を、図31に示すように、拡散符号列の符号数に等しい数のチップ区間に分割する。また、チップ値は、各チップ区間における1次変調波と拡散符号値との積で与えられるものとする。1次変調波が時間関数であるので、チップ値の時間分解能は、チップ期間 τ となる。しかし、CDMA传送においては、拡散操作と、後で説明する受信側での逆拡散操作を施すため、传送する

情報の時間分解能は、セグメント期間 τN となる。ここに、Nは符号長である。

図31に示す拡散信号の波形は、拡散符号として、符号長32のWalsh関数の第1の符号を用いた場合を示している。

一般に、Walsh関数は、次に示す漸化式で与えられる。

$$W_{2N} = \begin{vmatrix} W_N & W_N \\ W_N & \bar{W}_N \end{vmatrix} \quad (1)$$

ここに、 W_{2N} は $2N \times 2N$ の正方行列、

W_N は、 $N \times N$ の正方行列、

\bar{W}_N は、 W_N の要素を補数にした、 $N \times N$ の正方行列、

例えば、 W_2 は、 1×1 の正方行列、すなわちスカラーを要素とし、次のように与えられる。

$$W_2 = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (2)$$

かかるWalsh関数 W_{2N} の行を符号列として使用する。ただし、Walsh関数の0を値”-1”に、Walsh関数の1を値”1”に対応させ、例えばi行を列0から31列までセグメント内のチップ時刻に同期したものを、第iのWalsh符号列と呼ぶ。ここに、 $0 \leq i \leq N-1$ 、NはWalsh関数のランクである。

拡散符号として、必ずしもWalsh符号を用いる必要は無いが、符号列が互いに

直交していることは必要である。ここに、符号の内積がゼロになる場合に、その符号が互いに直交するという。さらに、符号長として32の場合のWalsh符号について説明するが、他の64などの場合も同様であり、容易に相推できるので説明を省略する。

ここで、2、3のWalsh符号を例に採り、直交性を簡単に調べる。

第0～2のWalsh符号列は、それぞれ次のように与えられる。

第0の符号 : $\{-1, -1, -1, -1, \dots, -1, -1, -1, -1\}$

第1の符号 : $\{-1, 1, -1, 1, \dots, -1, 1, -1, 1\}$

第2の符号 : $\{-1, -1, 1, 1, \dots, -1, -1, 1, 1\}$

第0と第1のWalsh符号の内積、内積{0, 1}は、つぎのように計算できる。

$$\text{内積}\{0, 1\} = -1 + 1 - 1 + \dots + 1 - 1 + 1 - 1 = 0$$

同様に第1と第2のWalsh符号の内積、内積{1, 2}、第0と第2の符号の内積、内積{0, 2}は、それぞれ次に示すように計算できる。

$$\text{内積}\{1, 2\} = -1 - 1 + 1 + \dots + 1 - 1 - 1 + 1 = 0$$

$$\text{内積}\{0, 2\} = 1 + 1 - 1 - 1 + \dots + 1 + 1 - 1 - 1 = 0$$

これらの内積がすべて0となる事から、Walsh関数の符号が互いに直交していることが明らかになる。他の場合も同様に容易に調べられるので、省略する。

一方、Walsh符号自身の内積は、次のように計算できる。すなわち、

$$\text{内積}\{0, 0\} = 1 + 1 + 1 + 1 + \dots + 1 + 1 + 1 + 1 = 32$$

$$\text{内積}\{1, 1\} = 1 + 1 + 1 + 1 + \dots + 1 + 1 + 1 + 1 = 32$$

$$\text{内積}\{2, 2\} = 1 + 1 + 1 + 1 + \dots + 1 + 1 + 1 + 1 = 32$$

符号長32で正規した、すべての符号自身の内積は、常に単位1となる。これは、符号列としてWalsh符号を用いる場合には、拡散符号と逆拡散符号として、互い

に同じW a l s h 符号を用いることができる事を意味している。

今、あるセグメント期間において、上記に示す第0～第2のW a l s h 符号を用いて3個の情報を多重伝送する場合を規定する。第0のW a l s h 符号を用いて値aを、第1のW a l s h 符号を用いて値bを、第2のW a l s h 符号を用いて値cを伝送しているものとすれば、総和回路（S U M）140へ入力する情報（総和信号{0, 1, 2}）をチップ対応に記述すれば、次のようになる。

総和信号{0, 1, 2}

$$\begin{aligned}
 &= +a \{-1, -1, -1, -1, \dots, -1, -1, -1, -1\} \\
 &\quad +b \{1, 1, -1, 1, \dots, -1, 1, -1, 1\} \\
 &\quad +c \{-1, -1, 1, 1, \dots, -1, -1, 1, 1\} \\
 &= \{-a-b-c, -a+b-c, -a-b+c, -a+b+c, \dots, -a-b-c, -a+b-c, -a-b+c, -a+b+c\}
 \end{aligned}$$

(3)

受信側で、総和信号が正しく受信できるものとすれば、受信した総和信号に逆拡散符号を乗じて、対応するセグメントの1次変調信号の値が、次に示すように求まる。

すなわち、第0のW a l s h 符号列に対応する値は、総和信号{0, 1, 2}と第0のW a l s h 符号との内積で次に与えられる。すなわち、

総和信号{0, 1, 2}・第0のW a l s h 符号

$$\begin{aligned}
 &= -(-a-b-c) - (-a+b-c) - (-a-b+c) - (-a+b+c) \dots \\
 &\quad - (-a-b-c) - (-a+b-c) - (-a-b+c) - (-a+b+c) \\
 &= +a+b+c + a-b+c + a+b-c + a-b-c \dots \\
 &\quad + a+b+c + a-b+c + a+b-c + a-b-c \\
 &= 32a
 \end{aligned}$$

(4)

従って、総和信号{0, 1, 2}と第0のW a l s h 符号との内積を符号最長32で正規化すれば、値aが正しく受信され、値bと値cは完全に抑圧され混信すること

無く正しく受信できることが明らかになる。

さらに、第1のWalsh符号に対応する値は、総和信号{0, 1, 2}と第1のWalsh符号との内積で次に与えられる。すなわち、

$$\begin{aligned}
 & \text{総和信号}\{0, 1, 2\} \cdot \text{第1のWalsh符号} \\
 = & -(-a-b-c) + (-a+b-c) - (-a-b+c) + (-a+b+c) \dots \\
 & -(-a-b-c) + (-a+b-c) - (-a-b+c) + (-a+b+c) \\
 = & +a+b+c -a+b-c +a+b-c -a+b+c \dots \\
 & +a+b+c -a+b-c +a+b-c -a+b+c \\
 = & 32b
 \end{aligned} \tag{5}$$

従って、総和信号{0, 1, 2}と第1のWalsh符号との内積を符号長32で正規化すれば、値bが正しく受信され、値aと値cは完全に抑圧されることが明らかになる。

さらになお、第2のWalsh符号に対応する値は、総和信号{0, 1, 2}と第2のWalsh符号との内積で次に与えられる。すなわち、

$$\begin{aligned}
 & \text{総和信号}\{0, 1, 2\} \cdot \text{第2のWalsh符号} \\
 = & -(-a-b-c) - (-a+b-c) + (-a-b+c) + (-a+b+c) \dots \\
 & -(-a-b-c) - (-a+b-c) + (-a-b+c) + (-a+b+c) \\
 = & +a+b+c +a-b+c -a-b+c -a+b+c \dots \\
 & +a+b+c +a-b+c -a-b+c -a+b+c \\
 = & 32c
 \end{aligned} \tag{6}$$

従って、総和信号{0, 1, 2}と第2のWalsh符号との内積を符号長32で正規化すれば、値cが正しく受信され、値aと値bは完全に抑圧されることが明らかになる。

このように、拡散符号が互いに直交する限り、拡散符号の数だけ多元接続でき、か

つ拡散符号が一致する場合だけ通信できる。使用するキャリア周波数を通信の鍵として多元接続する周波数 (Frequency) 分割 (Division) 多元 (Multiple) 接続 (Access) 伝送方式や、タイムスロットを通信の鍵として多元接続する時 (Time) 分割 (Division) 多元 (Multiple) 接続 (Access) 伝送方式に対応し、時間と周波数とも直交する第 3 の軸である符号を鍵として多元接続する符号 (Code) 分割 (Division) 多元 (Multiple) 接続 (Access) 伝送方式が実現できる理屈になる。さらに、CDMAでは、符号が伝送路を規定するとも考えるので、拡散符号ごとにチャネルが張られ、拡散符号の個数をチャネル数と呼ぶことが多い。

図 3 1 におけるシンボル 1 の第 0 セグメントにおける 1 次変調波は 0 ~ 1 の正なる値であり、第 1 セグメントにおける 1 次変調波は 0 ~ -1 の負なる値であるので、同図における対応するシンボル 1 の第 0 セグメントのチップ値の符号は負、正の交番に、第 1 セグメントのチップ値の符号は正、負の交番に変化する。

拡散信号のチップレートは、符号長が 32 の場合には、 $32 \text{ k b p s} \cdot 4 \text{ セグメント} \cdot 32 \text{ チップ/セグメント} = 4.096 \text{ Mチップ/秒}$ となる（以降、チップ/秒を c p s と記述する）。

すべての拡散信号は各チップ区間において同期して変化するので、チップ値の総和をチップ区間における信号値とする総和信号は、チップ区間内では一定値を示す矩形波となる。したがって、32 チャネルを同時通信する 2 M b p s の最大情報速度の場合でも、1 チャネルの 64 k b p s の最小情報速度で伝送している場合でも、伝送情報速度には関係無く、チップレートは常に一定の 4.096 M c p s となる。

このようにして、図 2 6 に示すように、情報信号ならびに必要な制御信号に対応する複数個の拡散信号を、拡散符号発生回路 (CG) 130 ~ 13n から出力される互いに直交する拡散符号を用いて、拡散回路 (SS) 120 ~ 12n で生成し、次いで複数個の拡散符号の総和を総和回路 (SUM) 140 で求め、求めた総和信号を必要

に応じて送信回路（T X）において周波数変換と電力増幅して、C D M A信号として送信する。

ここに、拡散回路（S S） $120 \sim 12n$ の個数 $n + 1$ は拡散係数すなわち拡散符号列長Nに等しいか小なるものとする。

総和信号の総和値のみを伝送するには、シャノンのサンプリング定理から伝送帯域は、チップレートの $1/2$ 、すなわち 2.048MHz あれば十分である。しかし、受信チップ波形と逆拡散符号との内積を求め逆拡散する必要があるので、総和値だけの伝送では拡散符号間の直交性を確保することが難しい。この為、総和信号の矩形波形を、可能な限り忠実に伝送することが望ましく、 2.048MHz 以上の帯域幅が用いられることになる。

C D M A信号の矩形波形を正確に伝送するためには、チップレートの数倍の周波数帯域が必要になるが、図26に示すように、帯域制限回路（B P F）141の機能としてバンドパスフィルター操作が実施され、チップレート程度に周波数帯域幅を制限する場合が多い。

図26に示すように、C D M A信号は、さらに送信回路（T X）142において、必要に応じて目的の周波数に変換したり電力増幅など適切な処理を施した後、空中線から放射される。目的の周波数としては、 2GHz 帯が良く使用されているので、以降の検討では、この 2GHz 帯でのC D M A伝送を対象とするが、他の周波数帯でも同様であり容易に推測できるので説明は省略する。なお、上記に言及した制御信号については、本発明と直接に関係しないので、更なる説明は省略する。

ここで、上記のように送信回路（T X）142から送信された電波が、理想的な電波伝播路を経て通信されることとは、一般に、ほとんど無い。自動車電話や携帯電話等の移動体通信では、送信機自体が移動するのでドップラーシフトが生じキャリア周波数が偏移する。あるいは、複数の電波伝播路を経て受信される場合が多く、受信波の

位相や振幅が時間とともに変化したり（フェーディング現象と呼ばれ、位相変化が一様分布を成し、振幅がレイレー分布を成す劣悪な伝播環境を、特にレイレーフェーディングと言う。）、ビル壁面などで強く反射した電波の伝播路長が異なり時間的にバラバラに到着する。かつ、これらの強い反射自身が、それぞれ独立にレイレーフェーディング現象を受けながら到着するマルチレイ伝播路を伝播する場合が多い。

受信側において、CDMA受信機は、受信、同期検出、受信制御、復調、逆拡散、位相補正、判断等の主要機能回路で構成される。

図32において、受信制御回路(CNT)204は、受信信号から受信機の制御に必要な各種制御信号を検出し、ならびに受信に必要な複数個の逆拡散符号列を出力する。同期検出回路(SYNC)203は、受信信号から、キャリア再生波、チップ同期信号、セグメント同期信号、ならびにシンボル同期信号等を出力する。

復調回路(deMOD)201は、図33に示す構造を有している。同図において、受信回路(RX)200と接続される入力端子2010に印加される受信波は、乗算器2011、2012に入力される。ここで、復調回路(deMOD)201は、同期検波方式を一般に用いており、キャリア再生波202と受信波との積を乗算器2011で求め、続いてキャリア周期毎にアキュムレータ2014で累積してキャリア周期毎の内積を求め、求めた内積をラッチレジスタ(REG)2016で取り込みキャリア周期期間だけ保持し、ラッチレジスタ(REG)2016で保持した値を1次変調波の復調信号の同相成分*i*(*t*)としてキャリア周期毎に出力する。同時に、復調回路(deMOD)201は、キャリア再生波202を移相器2013で90度移相した直交キャリア信号と受信波との積を乗算器2012で求め、続いてキャリア周期毎にアキュムレータ2015で累積してキャリア周期毎の内積を求め、求めた内積をラッチレジスタ(REG)2017で取り込みキャリア周期期間だけ保持し、ラッチレジスタ(REG)2017で保持した値を1次変調波の復調信号の直交

成分 $q_i(t)$ としてキャリア周期毎に出力する。アキュムレータ 2014、2015 に入力される信号 R は、制御端子 2018 からキャリア周期毎に入力される累積リセット信号であり、この累積リセット信号 R の後縁で、アキュムレータ 2014、2015 の累積値がゼロにリセットされる。さらに、ラッチレジスタ (REG) 2016、2017 に入力される信号 R は、制御端子 2018 からキャリア周期毎に入力される累積リセット信号であり、この累積リセット信号 R の前縁で、アキュムレータ 2016、2017 は入力値を保持する。

復調回路 201 からの復調信号の同相成分 $i_i(t)$ 、復調信号の直交成分 $q_i(t)$ は、図 32において、 $n+1$ 個の逆拡散回路 (deSS) 210～21n に入力する。図 34にこの逆拡散回路 (deSS) 210～21n の構成例が示される。入力端子 2100、2101 に復調信号の同相成分 $i_i(t)$ 、復調信号の直交成分 $q_i(t)$ がそれぞれ入力される。乗算器 2102、2103 は、チップ同期信号に従い、それぞれ復調信号の同相成分 $i_i(t)$ 、復調信号の直交成分 $q_i(t)$ と、端子 22i から入力される第 i 番の逆拡散符号列との積を求め、セグメント同期信号に従い積の累積をセグメント毎に求める。ここに、第 i 逆拡散符号列とは、送信側で用いた第 i 番の拡散符号に対応する逆拡散符号列を言い、Walsh 関数を用いる場合には逆拡散符号列と拡散符号列は互いに等しい。

従って、図 32において逆拡散回路 210～21n のそれぞれの端子 220～22n に対応する逆拡散符号列が入力される。続いて、乗算器 2102、2103 の出力は、アキュムレータ 2014、2015 で累積される。アキュムレータ 2104、2105 には、端子 2110 から累積リセット信号 R がセグメント毎に入力される。アキュムレータ 2104、2105 の出力は、それぞれ符号長で正規化され、ラッチレジスタ (REG) 2106、2107 でセグメント区間保持される逆拡散信号の同期成分 $I_{i'}(t)$ ならびに逆拡散信号の直交成分 $Q_{i'}(t)$ として出力端子 2108、

2109から出力される。

なお、拡散符号は互いに直交しているので、逆拡散符号が送信の拡散符号に一致する場合には、逆拡散回路210～21nの出力は、有限な値を出力し、正しく受信できる。逆拡散符号が送信の拡散符号に一致しない場合には、逆拡散回路210～21nの出力は、常にゼロとなり、受信信号を効果的に出力しない。

同時多元接続のn個の情報チャネルに関する逆拡散信号の同和成分 $I_{i'}(t)$ と逆拡散信号の直交成分 $Q_{i'}(t)$ は、逆拡散回路211～21nから出力され、これらnチャネルに共通なパイロット信号に関する逆拡散信号の同和成分 $I_{n'}(t)$ ならびに逆拡散信号の直交成分 $Q_{n'}(t)$ は、逆拡散回路210から出力される。

これらの逆拡散信号は、それぞれ伝播中に、位相誤差や振幅歪み、遅延などの擾乱を受ける。既知の値、例えば、"0"の位相情報の1次変調を拡散したパイロット拡散信号を送信し、受信側で検波する位相値と既知の値との誤差を測定することで伝播中に生じた擾乱の位相誤差を概略知ることが出来る理屈になる。従って、図32に示すように、nチャネルの情報に対して、既知なる値を伝送するパイロット信号を1チャネル付加して、伝播中の擾乱を概略補正するパイロット方式が用いられることが多い。

この為、n情報チャネルに対して1パイロットチャネルを付加する場合について説明するが、1情報チャネルに1パイロットチャネルを付加する場合も、あるいは各拡散信号における1次変調波の同相成分を情報に直交成分をパイロットに割り当てる場合も同様であり、容易に類推できるので説明を省略する。

図32において、逆拡散回路(deSS)211～21nの各出力ならびに逆拡散回路(deSS)210の出力は、位相補正回路(CMP)231～23nに導かれる。図35に、この位相補正回路(CMP)231～23nの構成例が示される。入力端子2300と2301に、逆拡散回路(deSS)23iの同相成分 $I_{i'}(t)$

と直交成分 $Q_{\pm}(t)$ が、それぞれ入力される。また、入力端子 2302 と 2303 に、逆拡散回路 230 同相成分 $I_{\pm}(t)$ と直交成分 $Q_{\pm}(t)$ が、それぞれ入力される。続いて、情報チャネル i の同相成分 $I_i(t)$ は乗算器 2310 と 2311 に、情報チャネル i の直交成分 $Q_i(t)$ は乗算器 2312 と 2313 に入力され、パイロットチャネルの同相成分 $I_o(t)$ は乗算器 2310 と 2312 に、パイロットチャネルの直交成分 $Q_o(t)$ は乗算器 2313 と 2311 に入力される。加算器 2320 は乗算器 2310 と 2313 の出力の和を位相補正信号の同相成分 $I_i(t)$ として端子 2340 に出力する。さらに、加算器 2321 は乗算器 2312 の出力と乗算器 2311 の出力の差を位相補正信号の直交成分 $Q_i(t)$ として端子 2341 に出力する。

図 32において、位相補正回路 (C M P) 231～23n の出力は、さらに判断回路 (D E C) 241～24n に導かれる。位相補正信号の同相成分 $I_i(t)$ と直交成分 $Q_i(t)$ が入力されると、判断回路 (D E C) 241～24n は、一般的に位相角を求め、求めた受信位相角に対応して定義されているダイビットの受信シンボル $S_i(t)$ を求め、対応する情報として、端子 251～25n に出力する。

次に、図 32 に示した受信機における一連の処理を、数式を用いて詳細に説明する。受信回路 (R X) 200 の出力、すなわち受信信号 $r(t)$ は、式 7 のように示される。

$$r(t) = \sum_{j=1}^n \sum_{i=0}^1 a_j(t) W_i \{t - \delta_j(t)\} \cos [\{\omega_c \pm \Delta \omega_j(t)\} \{t - \delta_j(t)\} + \theta_i \{t - \delta_j(t)\} + \Delta \phi_j(t)] \quad (7)$$

ここに、サフィックス j は、マルチレイ・レイレーフェーディングの第 j 番の伝播パスを表し、便宜的に平均受信電力の大なる順に第 1、第 2、…、第 m 伝播パスとする。

m はマルチレイ伝播路の総数を表す。

サフィックス i は、Walsh 関数の符号列の番号、 $i = 0, 1, \dots, n$ を表し、 n は伝送に使用している Walsh 関数の符号列の総数を示す。

$\delta_j(t)$ は、伝播パス j における遅延時間を表す。

$a_j(t)$ は、伝播パス j における振幅歪を表す。ただし、 $a_j(t) = \alpha_j(t) k_j(t)$ で与えられるものとする。ここで、 $\alpha_j(t)$ は伝播パス j におけるフェーディング振幅歪であり、振幅はレイレー分布を成し、かつ最大変動周波数はフェーディング周波数で規定されるものとする。また、 $k_j(t)$ は伝播パス j の伝播利得とする。

$\Delta\phi_j(t)$ は、伝播パス j のフェーディング位相誤差を表し、値は -180 度から 180 度に一様分布し、変動周波数の上限はフェーディング周波数で規定されるものとする。

$W_i(t)$ は、チップ対応に変化する第 i 拡散符号列の時刻 t における値を表す。

$\omega_c = 2\pi f_c$ であり、ここで、 f_c はキャリア周波数とする。

$\Delta\omega_j(t)$ は伝播パス j におけるドップラーシフトによる偏移周波数を表す。

そして、 $\theta_i(t)$ は、第 i 符号系列に対応する 1 次変調波の情報位相を表す。

ここで、詳細を図示していない同期検出回路 (SYNC) において、受信信号に含まれる複数の伝播路を経由した成分に従いキャリア信号が再生される。これらの、キャリア同相再生波 $c(t)$ 、ならびにキャリア直交再生波 $s(t)$ は、それぞれ次のように与えられる。

$$c(t) = \cos[\omega_c t - \delta(t) + \Delta\phi(t)] \quad (8)$$

$$s(t) = \sin[\omega_c t - \delta(t) + \Delta\phi(t)] \quad (9)$$

ここに、 $\delta(t)$ はキャリア再生波の時間遅れを示し、 $\Delta\phi(t)$ はキャリア再生波の位相誤差を示す。

復調回路 (deMOD) 201 の出力である復調信号の同相成分 $i(t)$ ならびに直交成分 $q(t)$ は、それぞれ受信信号 $r(t)$ とキャリア同相再生波 $c(t)$ ならびにキャリア直交再生波 $s(t)$ との内積として、次のように与えられる。

$$i(t) = \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} r(t)c(t)dt \quad (10)$$

$$q(t) = \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} r(t)s(t)dt \quad (11)$$

ここに、 τ はキャリア周期期間、すなわちキャリア周波数の逆数を示す。

キャリア周期は、チップ周期に比較し小さく、さらにフェーディング周期ならびにドップラーシフトの偏移周波数はキャリア周波数に比較し十分小さいので、拡散符号値、フェーディング位相歪み、ならびにフェーディング振幅歪みは、キャリア周期内においては一定値を保つと仮定できる。ここに、フェーディング周期とは、フェーディング周波数の逆数を言う。

従って、式 10 ならびに式 11 は、次のように計算できる。

$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{1}{2\tau} \int_t^{t+\tau} \sum_{j=1}^m \sum_{i=0}^n \alpha_j(t) W_j \left\{ t - \delta_j(t) \right\} \cdot \\ &\quad \left[\cos \left\{ 2\omega_c t + \theta_i(t - \delta_j(t)) \pm \Delta\omega_j(t)(t - \delta_j(t)) + \Delta\phi_j(t) + \Delta\phi(t) - \omega_c (\delta_j(t) + \delta(t)) \right\} \right. \\ &\quad \left. + \cos \left\{ \theta_i(t - \delta_j(t)) \pm \Delta\omega_j(t)(t - \delta_j(t)) + (\Delta\phi_j(t) - \Delta\phi(t)) - \omega_c (\delta_j(t) + \delta(t)) \right\} \right] dt \quad (12) \end{aligned}$$

[] の三角関数の変数において、キャリア成分以外の変数は、キャリア周期内において、ほぼ定常値を示す。従って、復調信号の同相成分 $i(t)$ は、次に示すように、[] 内の第 1 項の積分はゼロに収束し、第 2 項はほぼ平均値となる。

$$i(t) \equiv \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \sum_{i=0}^n \alpha_j(t) W_j \{t - \delta_j(t)\} \cos[\theta_i(t - \delta_j(t)) + \varphi_j(t)] \quad (13)$$

ここに、

$$\varphi_j(t) = \pm \Delta \omega_j(t) \{t - \delta_j(t)\} + \{\Delta \phi_j(t) - \Delta \phi(t)\} - \omega_c \{\delta_j(t) - \delta(t)\} \quad (14)$$

同様に、復調信号の直交成分 $q(t)$ は、次のように求まる。

$$\begin{aligned} q(t) &= -\frac{1}{2\tau} \int_t^{t+\tau} \sum_{j=1}^m \sum_{i=0}^n \alpha_j(t) W_j \{t - \delta_j(t)\} \cdot \\ &\quad [\sin \{2\omega_c t + \theta_i(t - \delta_j(t)) \pm \Delta \omega_j(t)(t - \delta_j(t)) + \Delta \phi_j(t) + \Delta \phi(t) - \omega_c(\delta_j(t) + \delta(t))\} \\ &\quad + \sin \{\theta_i(t - \delta_j(t)) \pm \Delta \omega_j(t)(t - \delta_j(t)) + (\Delta \phi_j(t) - \Delta \phi(t)) - \omega_c(\delta_j(t) + \delta(t))\}] dt \\ &\equiv -\frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \sum_{i=0}^n \alpha_j(t) W_j \{t - \delta_j(t)\} \sin[\theta_i(t - \delta_j(t)) + \varphi_j(t)] \end{aligned} \quad (15)$$

逆拡散回路 (d e S S) 210 ~ 21n から出力されるチャネル d の逆拡散信号の同相成分 $I_d'(t)$ あるいは、直交成分 $Q_d'(t)$ は、逆拡散符号列 W_d と復調信号の同相成分 $i(t)$ あるいは、復調信号の直交成分 $q(t)$ とのセグメント内での内積として、次のように与えられる。

$$I_d'(t) = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=1}^m \sum_{i=0}^n \alpha_j(t) W_i \{ t + k\lambda - \delta_j(t) \} W_d \{ t + k\lambda - \delta_j(t) \} \cdot \cos[\theta_i(t + k\lambda - \delta_j(t)) + \varphi_j(t + k\lambda)] \quad (16)$$

$$Q_d'(t) = -\frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=1}^m \sum_{i=0}^n \alpha_j(t) W_i \{ t + k\lambda - \delta_j(t) \} W_d \{ t + k\lambda - \delta_j(t) \} \cdot \sin[\theta_i(t + k\lambda - \delta_j(t)) + \varphi_j(t + k\lambda)] \quad (17)$$

ここに、 $0 \leq d \leq n$ 、 λ はチップ周期、 N は符号長である。

$$\varphi_j(t + k\lambda) = \pm \Delta \omega_j(t) \{ t + k\lambda - \delta_j(t) \} + \{ \Delta \phi_j(t) - \Delta \phi(t) \} - \omega_c \{ \delta_j(t) - \delta(t) \} \quad (18)$$

式16ならびに式17において、受信チャネルdの逆拡散符号 W_d が、送信符号 W_i に、正しく一致しているならば、第i拡散符号に対応する逆拡散信号の同相成分 $I_i'(t)$ ならびに逆拡散信号の直交成分 $Q_i'(t)$ は、それぞれ次のように与えられる。

$$I_i'(t) \equiv \sum_{j=1}^m \frac{\tilde{a}_j(t)}{2} \cos \{ \theta_i(t - \delta_j(t)) + \tilde{\psi}_i(t) + \tilde{\varphi}_j(t) \} \quad (19)$$

$$Q_i'(t) \equiv -\sum_{j=1}^m \frac{\tilde{a}_j(t)}{2} \sin \{ \theta_i(t - \delta_j(t)) + \tilde{\psi}_i(t) + \tilde{\varphi}_j(t) \} \quad (20)$$

ここに、

$\tilde{a}_j(t)$ は、第j伝播パスにおける振幅歪み $a_j(t)$ のセグメント内期待値、
 $\tilde{\psi}_i(t)$ は、拡散符号列 W_i に固有な周波数特性を有する位相誤差 $\psi_i(t)$ のセグメント内期待値、

$\tilde{\varphi}_j(t)$ は、第j伝播パスにおける位相誤差 $\varphi_j(t)$ のセグメント内の期待値、

$$\tilde{\varphi}_j(t) = \pm \Delta \tilde{\omega}_j(t) \{ t - \tilde{\delta}_j(t) \} + \{ \Delta \tilde{\phi}_j(t) - \Delta \tilde{\phi}(t) \} - \omega_c \{ \tilde{\delta}_j(t) - \tilde{\delta}(t) \} \quad (21)$$

ただし、

$$\tilde{a}_j(t) = \tilde{\alpha}_j(t) \tilde{k}_j(t)$$

$\tilde{\alpha}_j(t)$ は伝播パス j におけるフェーディング振幅歪みのセグメント内期待値

$\tilde{k}_j(t)$ は伝播パス j における伝播利得のセグメント内期待値

$\Delta \tilde{\omega}_j(t)$ は伝播パス j におけるドップラーシフトのセグメント内期待値

$\Delta \tilde{\phi}_j(t)$ は伝播パス j におけるフェーディング位相誤差のセグメント内期待値

$\tilde{\delta}_j(t)$ は伝播パス j における伝播遅延のセグメント内期待値、

$\Delta \tilde{\phi}(t)$ はキャリア再生波の位相誤差のセグメント内期待値、

$\tilde{\delta}(t)$ はキャリア再生波の遅延のセグメント内期待値、

劣悪な伝搬路を経て到来する受信波の拡散符号列 W_i も既に歪みを受けており、逆拡散信号に拡散符号列 W_i に固有な誤差 $\psi_i(t)$ が生じる。さらに、ツーレイ・レイレーフェーディング環境におけるチャネル i の逆拡散信号の同相成分 $I_{i'}(t)$ ならびに直交成分 $Q_{i'}(t)$ は、次に示すような簡単な式で与えられる。

$$I_{i'}(t) \equiv \tilde{\beta}(t) \cos \{ \theta_i(t) - \tilde{\delta}_i(t) \} + \tilde{\psi}_i(t) + \tilde{\vartheta}(t) \quad (22)$$

$$Q_{i'}(t) \equiv -\tilde{\beta}(t) \sin \{ \theta_i(t) - \tilde{\delta}_i(t) \} + \tilde{\psi}_i(t) + \tilde{\vartheta}(t) \quad (23)$$

ここに、

$$\tilde{\beta}(t) = \frac{1}{2} \sqrt{\tilde{a}_1(t)^2 + \tilde{a}_2(t)^2 + 2\tilde{a}_1(t)\tilde{a}_2(t) \cos \{ \tilde{\varphi}_1(t) - \tilde{\varphi}_2(t) \}} \quad (24)$$

$$\tilde{\vartheta}(t) = \tan^{-1} \left[\frac{\tilde{a}_1(t) \sin \{ \tilde{\varphi}_1(t) \} + \tilde{a}_2(t) \sin \{ \tilde{\varphi}_2(t) \}}{\tilde{a}_1(t) \cos \{ \tilde{\varphi}_1(t) \} + \tilde{a}_2(t) \cos \{ \tilde{\varphi}_2(t) \}} \right] \quad (25)$$

さらに、式24を、第2伝播パスと第1伝播パスとの瞬時電力比 $P_{21}(t)$ で表現すれば、次のように与えられる。

$$\tilde{\beta}(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{2} \sqrt{1 + P_{21}^2(t) + 2P_{21}(t) \cos\{\tilde{\varphi}_1(t) - \tilde{\varphi}_2(t)\}} \quad (26)$$

ここに、瞬時電力比 $P_{21}(t)$ は、 $P_{21}(t) = \frac{\tilde{a}_2(t)}{\tilde{a}_1(t)}$ 。

式25の右辺も同様に、瞬時電力比で次のように与えられる。

$$\tilde{\vartheta}(t) = \tan^{-1} \left[\frac{\sin\{\tilde{\varphi}_1(t)\}}{\cos\{\tilde{\varphi}_1(t)\}} \frac{1 + P_{21}(t) \frac{\sin\{\tilde{\varphi}_2(t)\}}{\sin\{\tilde{\varphi}_1(t)\}}}{1 + P_{21}(t) \frac{\cos\{\tilde{\varphi}_2(t)\}}{\cos\{\tilde{\varphi}_1(t)\}}} \right] \quad (27)$$

第1伝播パスの到来波を目的波(D波)といい、第1伝播パス以外の到来波は非目的波(U波)といい、その電力比、

$$P_{12}(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{\tilde{a}_2(t)}$$

を、特に瞬時DURと定義する。この瞬時DURは、先きに定義した瞬時電力比 $P_{21}(t)$ とは、逆数関係になる。

また、DURとして、U波の電力の時間平均とD波の電力の時間平均との比で定義することが多く、真値でD/U、あるいはデシベルで $10 \log_{10}(D/U)$ と表現する。

拡散符号 W_i は固有なスペクトラム分布を成す拡散信号を生成するので、伝播路自身が周波数特性を有する周波数選択性フェーディング環境下では、式 19、20 ならびに 22、23 に示す誤差

$$\tilde{\psi}_i(t)$$

は、強く現われる。

パイロットチャネルの既知なる位相値が 0 であり、第 0 チャネルに割り付けられているとすれば、パイロットチャネルにおける逆拡散信号の同相成分 $I_{0i}'(t)$ ならびに逆拡散信号の直交成分 $Q_{0i}'(t)$ は、次のように与えられる。

$$I_{0i}'(t) \equiv \tilde{\beta}(t) \cos\{\tilde{\psi}_0(t) + \tilde{\vartheta}(t)\} \quad (28)$$

$$Q_{0i}'(t) \equiv -\tilde{\beta}(t) \sin\{\tilde{\psi}_0(t) + \tilde{\vartheta}(t)\} \quad (29)$$

位相補正回路 23i は、次に示す位相補正を施し補正信号の同和成分 $I_{ii}'(t)$ と補正信号の直交成分 $Q_{ii}'(t)$ を出力する。すなわち、

$$I_{ii}'(t) = I_i'(t) I_{0i}'(t) + Q_i'(t) Q_{0i}'(t) \quad (30)$$

$$Q_{ii}'(t) = Q_i'(t) I_{0i}'(t) - I_i'(t) Q_{0i}'(t) \quad (31)$$

式 30、31 に、逆拡散信号の各成分を表す式 22、23 ならびに 28、29 を代入すれば、補正信号が、次のように与えられる。

$$\begin{aligned}
 I_i(t) &= \tilde{\beta}^2(t) \cos\left\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\psi}_i(t) + \tilde{\vartheta}(t)\right\} \cos\left\{\tilde{\psi}_0(t) + \tilde{\vartheta}(t)\right\}^{23} \\
 &\quad + \tilde{\beta}^2(t) \sin\left\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\psi}_i(t) + \tilde{\vartheta}(t)\right\} \sin\left\{\tilde{\psi}_0(t) + \tilde{\vartheta}(t)\right\} \\
 &= \tilde{\beta}^2(t) \cos\left\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\psi}_i(t) - \tilde{\psi}_0(t)\right\} \tag{32}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_i(t) &= -\tilde{\beta}^2(t) \sin\left\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\psi}_i(t) + \tilde{\vartheta}(t)\right\} \cos\left\{\tilde{\psi}_0(t) + \tilde{\vartheta}(t)\right\} \\
 &\quad + \tilde{\beta}^2(t) \cos\left\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\psi}_i(t) + \tilde{\vartheta}(t)\right\} \sin\left\{\tilde{\psi}_0(t) + \tilde{\vartheta}(t)\right\} \\
 &= -\tilde{\beta}^2(t) \sin\left\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\psi}_i(t) - \tilde{\psi}_0(t)\right\} \tag{33}
 \end{aligned}$$

判断回路 241 ~ 24nにおいて、補正信号の同相成分 $I_i(t)$ ならびに補正信号の直交成分 $Q_i(t)$ を用いて、次のようにチャネル i の情報位相を求め、求めたチャネル i の情報位相から送信側で割り付けたルールに従いチャネル i の受信シンボルすなわち受信情報を決定する。チャネル i の情報位相は、次のように与えられる。

$$\begin{aligned}
 \text{情報位相}_i(t) &= -\tan^{-1}\left[\frac{Q_i(t)}{I_i(t)}\right] = \tan^{-1}\left[\frac{\sin\left\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\psi}_i(t) - \tilde{\psi}_0(t)\right\}}{\cos\left\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\psi}_i(t) - \tilde{\psi}_0(t)\right\}}\right] \\
 &= \theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\psi}_i(t) - \tilde{\psi}_0(t) \tag{34}
 \end{aligned}$$

チャネル i の受信情報を表す式 34 の最終右辺において、第 1 項は受信位相の真値であり、第 2 項以降は擾乱を表す。式 12、13 に現れているドップラーシフト誤差、フェーディング位相誤差、遅延誤差は消滅しており、位相補正回路が効果的に作用していることは示されているが、第 2、3 項に示されるように周波数選択性フェーディング誤差が除去できず、通信品質を劣化される要因として残されている事が明らかになる。

式 34 に示す单一のセグメント内の情報位相から受信情報を決定しても構わない

が、同一シンボル期間内の複数個のセグメントにおける情報位相の平均値から受信情報を決定し雑音耐力を向上させ通信品質を改善することができる。

例えば、補正信号の同相成分 $I_i(t)$ のシンボル内平均と、補正信号の同相成分 $Q_i(t)$ のシンボル内平均を求めるに当たり、シンボル内の振幅歪みは略一定であることに着目し、式 3 2、3 3 を用いて平均値を求め、求めた平均値から情報位相を決定すれば、さらに通信品質を改善できる。

また、式 3 2、3 3 の振幅歪みを除去した後、平均を求めることも出来る。すなわち、同相成分の自乗と直交成分の自乗との和の平方根が、補正信号の振幅値である事を利用し、容易に振幅歪みを除去することもできる。

発明の開示

一般的な市街地で種々の移動モードで通信するとき C D M A が受ける周波数選択性フェーディングの影響を定量的に検証するために、コンピュータシミュレーションを以下に実施する。

市街地における伝播実測の典型的な値では、D U R = 2 5 d B、遅延 1μ 秒とあるが、ビル建物高、壁面材料、あるいは道路幅などの都市環境によっても、さらに気象条件によっても、かなり変動する。無論、各伝播パス経由で到達する受信波の成分は、それぞれ独立なレイレーフェーディングを受け、都市環境で変化する伝播時間で到達するものとして、以下のシステム条件、移動モードを設定してシミュレーションを実施している。

これらのシミュレーションでは、いかなる現実の伝播にも合致する事を目的として、厳しい条件を設定している。すなわち、システム条件として、伝送周波数帯域は 2 G H z 帯、チップレートは 4 . 0 9 6 M c p s 、同時多元接続数は 3 1 (伝送速度

は1.984Mbps)、シンボルレートは、32ksp/s、拡散符号長、逆拡散符号長は、ともに32とする。

システムの評価としては、補償機能を使用しない場合の移動通信で一般に使用されているBER = 0.001を得るEb/N₀値を持って評価する。ここに、BERは受信誤りビットと受信総ビットとの比を示し、Eb/N₀は受信側における受信電力と受信雑音電力との比に対するデシベル値dBを示す。またCDMAシステムを正しく評価するために、CDMAシステムに従来から良く使用されている誤り訂正符号、RAKE受信、送信電力制御あるいはAGCなどの補償機能は、シミュレーションでは使用しない。

受信雑音電力は、受信機内部雑音が十分小さい場合には、伝播中に混入する雑音すなわち都市雑音が支配項になる。都市雑音は通信システムに独立で、ほぼ一定値を示すので、あるBER値を達成するに必要なEb/N₀は小さければ小さいほど、Eb/N₀の利得に対応する送信電力が少ない事を意味し、優れた通信システムであると言える。

環境条件として、市街地の測定値だけに頼るのでは不十分であり、測定値以上に厳しい条件を想定してシミュレーションする必要がある。より厳しい環境条件として、DUR = 10dB、遅延1μ秒の、ツーレイレイフェーディングを規定する。移動通信では、移動体の移動速度が通信特徴を大きく左右するので、次のように3種の電話モードでシミュレーションを実施する。

[自動車電話モード]

CDMAが2GHz帯で通信されている場合、市街地などのフェーディング環境では、地表付近に準定常波が現われ、この準定常波の波長は略0.15mとなる。市街地を都市高速道路などで100km/hの高速走行しながら通信するとき、最大ドップラーシフトは0.1ppmすなわちドップラーシフトによる最大偏移周波数は20

0 Hz、最大フェーディング周波数 f_d は略 185 Hz となる。CDMA のシンボルレートが 32 k s p s であるので、

$$f_d T \approx 0.005$$

となる。

[携帯電話モード]

CDMA が 2 GHz 帯で通信されている場合、市街地を時速 10 km/h で歩行しながら通信するとき、最大ドップラーシフトは 0.01 ppm、最大フェーディング周波数 f_d は略 18.5 Hz となる。CDMA のシンボルレートが 32 k s p s であるので、

$$f_d T \approx 0.0005$$

となる。

[静止電話モード]

CDMA が 2 GHz 帯で通信されている場合、立ち止まったり停車したりして静止しているとき、ドップラーシフトはゼロになるが、フェーディング周波数 f_d は完全にはゼロにはならない。先に説明したように、フェーディングはあちこちで反射、遅延、回折した幾多の電波が到達し合成される結果生じるものである。さらに、電波伝播パスを補成している空気の温度や湿度の分布状況などの物理条件が変化することでも電波伝播に及ぼす特性が変化する。

このため、移動体が静止していても、伝播パスは変動しており、ゆっくりしフェーディングが現れる。このため、静止電話モードのフェーディング周波数は略 携帯電話モードの 10 分の 1 程度となり、 f_d は略 1.85 Hz、

$$f_d T \equiv 0.00005$$

となる。

図36、37、38は、従来のパイロット方式のCDMAに関して、伝送帯域幅をパラメータに採り、上記の3種の電話モードで通信した場合のシミュレーション効果を、それぞれ示している。これらの図の縦軸はビットエラーレートBERを、横軸は受信電界レベルEb/N0を示している。

図36の静止電話モード(is95_sty)では、1.51～25.60MHzのすべての伝送帯域幅で、Eb/N0≤0dBの受信電界領域において、BER=0.001の高品位な通信を達成することができる。

図中の説明IS95_STY_2.14～is95_STY_25.60において、IS95はシステム名の従来CDMA伝送方式を意味し、STYは電話モードの静止電話モードを意味し、2.14～25.60は伝送帯域幅値をメガHz単位で示している。

図36～38、16～18、ならびに20～25の一連の図中説明において、A. B. C. は、同様に用られている。すなわち、

$$A.B.C =$$

$$\left\{ \begin{array}{l} IS95 \\ diffCDMA \\ IS95_CP \\ diffCDMA_CP \\ diffCDMA_CS \\ IS95_CPS \\ diffCDMA_CPS \\ diffCDMA_VSI \end{array} \right\} \bullet \left\{ \begin{array}{l} STY \\ MAN \\ CAR \end{array} \right\} \bullet \left\{ \begin{array}{l} 0.600 \\ \vdots \\ 3.20 \\ \vdots \\ 26.60 \end{array} \right\}$$

は、システム名、電話モード、伝送帯域幅を意味している。

最初の文字列Aの内、

I S 9 5 は、既に説明したように、従来C D M A 伝送方式を、

d i f f C D M A は、差分C D M A 伝送方式を、

I S 9 5 _ C P は、位相連続化技術を適用した従来C D M A 伝送方式を、

d i f f C D M A _ C P は、位相連続化技術を適用した差分C D M A 伝送方式を、

d i f f C D M A _ C S は、チップ波形連続化技術を適用した差分C D M A 伝送方
式を、

I S 9 5 _ C P S は、位相連続化技術とチップ波形連続化技術を適用した従来C D
M A 伝送方式を、

d i f f C D M A _ C P S は、位相連続化技術とチップ波形連続化技術を適用した
差分C D M A 伝送方式を、

d i f f C D M A _ V S I は、仮想セグメントインターリーブ技術を適用した差分
C D M A 伝送方式を、それぞれ意味する。

また、中央文字列Bの内、

S T Y は、既に説明したように、静止電話モードを、

M A N は、携帯電話モードを、

C A R は、自動車電話モードを、それぞれ意味する。

さらにまた、最終文字列Cの値は、伝送帯域幅をメガH z 単位で意味している。

図37の携帯電話モード (i s 9 5 . m a n) では、伝送帯域幅を3. 4 6 M H
z 以上とする場合は、静止電話モードと略同じ受信レベルで、B E R = 0. 0 0 1 の
高品位な通信を達成することができるが、伝送帯域幅を3. 2 8 M H z 以下に制限す
るときはB E R \geq 0. 0 0 1 のフロワーが生じ、いくら強力な送信電力を用いてもB
E R \leq 0. 0 0 1 の高品位な通信を実現できない欠陥が現われる。なお、図37にお

いては、伝送帯域幅をパラメータとして、フロワー現象が現われる帯域幅の近傍について詳しく示している。此れば、フロワーが生じるか生じないかの臨界帯域幅の値で、伝送システムを定量的評価することが重要であり、他の伝送帯域幅、例えば3.66 MHz 以上の広い場合には BER ≤ 0.001 の高品位な通信状態を示し、逆に 3.20 MHz 以下の狭い場合にはフロワーを生じるので、省略している。なお、臨界伝送帯域幅は、高品位な通信を実現する最少の伝送帯域幅の値をもって定義する。この図の場合には、臨界帯域幅は 3.46 MHz となる。

さらに移動速度が上がり、図 38 に示すような自動車電話モード (i s 9 5. c a r) では、伝送帯域幅に関係無く、全ての受信電界レベルにおいて BER ≥ 0.2 のフロワーが生じ、最早、幾ら強力な送信電力を用いても、幾ら伝送帯域幅を増大しても通信不能という状況に陥るとう問題が有った。

移動通信ではレイレーフェーディング現象に常に煩わされる問題があったが、静止電話モードではドップラーシフトが無くフェーディング現象も然程顕著では無い。この為、静止電話モードでは、かなりの狭帯域な伝送路においてでも、BER = 0.01 という高い通信品質をパイロット方式 CDMA は獲得できた。しかし、図 37 に示す携帯電話モードのように、10 km/h 程度のゆっくりした移動速度で移動しながら通信する場合には、伝送帯域幅が 3.66 MHz 以上の場合には、静止電話モードと同様に Eb/N0 $\leq 0 \text{ dB}$ という微弱な受信電界で BER = 0.001 という高い通信品質をパイロット方式 CDMA は提供できるが、伝送帯域幅が 3.65 MHz 以下の場合にはフロワーが生じ通信を提供することが不可能となる。更に、図 38 に示す自動車電話モードのように、移動速度が 100 km/h 程度と高速になると、携帯電話モードとは異なり、伝送帯域幅を幾ら広げても、さらに送信電力を幾ら増大しても、BER = 0.2 近傍でフロワーが生じ、通信が提供できないという現象が現われる。

パイロット方式CDMAは、十分な伝送帯域幅を使用し、かつ携帯電話モードのような 10 km/h の低速で移動する場合に限定すれば、かろうじて大容量な通信システムを提供できるが、自動車電話モードのように移動速度が 100 km/h と高速に移動する移動体を対象にして高品位な通信を提供することが不可能であるという欠点を有していた。

したがって、本発明の目的は、上記従来方式における問題点に鑑み、CDMA伝送の弱電力送信における通信品質を劣化させること無く、かつ占有周波数帯域幅を増大させること無く、同じ周波数帯域幅を使用し、同じ情報量を高速走行中の自動車のような移動体と通信できる大容量のCDMA伝送方式を提供することにある。

上記本発明の目的を達成するCDMA伝送方式の構成は、キャリア信号の一定期間内の位相を所定に保つように位相変調して1次変調波を生成し、この1次変調波に拡散符号列を乗じ拡散信号を生成し、複数個の拡散信号を伝送する符号分割多元接続(CDMA)伝送方式を前提とする。

そして、第1の態様では、送信側において、差分符号化位相変調(DPSK)を用いて、1次変調波を生成し、受信側において、準同期検波ならびに差分演算により、直前のシンボル期間と現在のシンボル期間の位相差を検出し、この検出した位相差を現在のシンボル期間の情報位相として得ることを特徴とする。

さらに、第2の態様は、前記の符号分割多元接続(CDMA)伝送方式において、シンボル期間端の位相を連続的に変化させる。これにより、シンボル期間端近傍の領域における位相の急激な変化を無くすように構成したことを特徴とする。

また、本発明の第3の態様では、前記前提において、前記拡散符号列の符号期間(チップ)の端部の拡散符号値を連続的に変化させる。これにより、チップ期間端近傍の領域における拡散符号値の急激な変化を無くすように構成したことを特徴とする。

さらにまた、本発明の第4の態様では、各シンボル区間に仮想セグメントを重ね合

わせ設定し、各シンボル区間の送信セグメント数を上回る個数のセグメントにおいて逆拡散を行うことを特徴とする。

さらに、本発明の態様として、前記第1の態様に、前記第2の態様、または第3の態様、または第4の態様を組み合わせ、

あるいは前記第1の態様に、前記第2の態様および第3の態様さらに第4の態様を組み合わせ、

あるいは前記第1の態様に、前記第2の態様および第3の態様、または前記第2の態様および第4の態様を組み合わせ、または前記第3の態様および第4の態様を組み合わせ、

あるいは前記第2の態様に、前記第3の態様あるいは第4の態様を組み合わせ、

あるいは前記第2の態様に、前記第3の態様および第4の態様を組み合わせ、

あるいは前記第3の態様に、前記第4の態様を組み合わせる構成も可能である。

図面の簡単な説明

図1は、本発明に従う差分CDMA送信機の構成例を示す図である。

図2は、図1に示す差分CDMA送信機中の差分符号化回路の詳細構成例を示す図である。

図3は、図1に示す差分CDMA送信機中のπコレクタの特性例を示す図である。

図4は、本発明に従う差分CDMA受信機の構成例を示す図である。

図5は、図4に示す差分CDMA受信機中の差分回路の詳細構成例を示す図である。

図6は、1次変調波のシンボル1ならびにシンボル2区間における、情報位相を示す模式図である。

図 7 は、位相連続差分符号化回路（D P – C P）の詳細構成例を示す図である。

図 8 は、連続化回路（C O N T I）の動作特性例を示す図である。

図 9 は、位相連続化回路（C P）の詳細構成例を示す図である。

図 10 は、シンボル 1 ならびにシンボル 2 区間における、1 次変調波形を示す模式図である。

図 11 は、チップ区間 1 ~ 4 における、拡散符号列を示す模式図である。

図 12 は、拡散符号列波形連続化回路（C O D E – C S）の詳細構成例を示す図である。

図 13 は、スムーサ（S M O）の出力特性例を示す図である。

図 14 は、基本セグメントと仮想セグメントのインターリープ状態例を示す図である。

図 15 は、仮想セグメントインターリープ逆拡散回路（d e S S – V S I）の詳細構成例を示す図である。

図 16 は、本発明に従う差分 C D M A 伝送方式の、静止電話モードにおける効果例を示す図である。

図 17 は、本発明に従う差分 C D M A 伝送方式の、携帯電話モードにおける効果例を示す図である。

図 18 は、本発明に従う差分 C D M A 伝送方式の、自動車電話モードにおける効果例を示す図である。

図 19 は、パイロットチャネルと情報チャネルのパワースペクトラム分布を示す模式図である。

図 20 は、本発明に従う位相連続 C D M A 技術を従来の C D M A 伝送方式に適用した場合に得られる携帯電話モードにおける効果例を示す図である。

図 21 は、本発明に従う位相連続 C D M A 技術を差分 C D M A 伝送方式に適用した

場合に得られる携帯電話モードにおける効果例を示す図である。

図22は、本発明に従うチップ波形連続CDMA技術を差分CDMA伝送方式に適用した場合に得られる、携帯電話モードにおける効果例を示す図である。

図23は、本発明に従う位相連続CDMA技術ならびに本発明に従うチップ波形連続CDMA技術を、従来のCDMA伝送方式に適用した場合に得られる携帯電話モードにおける効果例を示す図である。

図24は、本発明に従う位相連続CDMA技術ならびに本発明に従うチップ波形連続CDMA技術を、差分CDMA伝送方式に適用した場合に得られる携帯電話モードにおける効果例を示す図である。

図25は、本発明に従う仮想セグメント・インターリーブ逆拡散技術を差分CDMA伝送方式に適用した場合に得られる自動車電話モードにおける効果例を示す図である。

図26は、従来のCDMA送信機の構成例を示す図である。

図27は、図26に示すCDMA送信機の1次変調波のシンボル0ならびにシンボル1区間における波形の模式図を示す図である。

図28は、QPSKのビット配置（ビットコンステレーション）例を示す図である。

図29は、 $\pi/4$ -shiftedQPSKのビット配置（ビットコンステレーション）例を示す図である。

図30は、1次変調波のシンボル区間におけるセグメント構成例を示す図である。

図31は、セグメント区間におけるチップ構成例を示す図である。

図32は、従来のCDMA受信機の構成例を示す図である。

図33は、図32に示すCDMA受信機中の復調回路（demod）の構成例を示す図である。

図34は、図32に示すCDMA受信機中の逆拡散回路（d e S S）の構成例を示す図である。

図35は、図32に示すCDMA受信機中の位相補正回路（C M P）の構成例を示す図である。

図36は、従来のCDMA伝送方式の静止電話モードにおける伝送特性例を示す図である。

図37は、従来のCDMA伝送方式の携帯電話モードにおける伝送特性例を示す図である。

図38は、従来のCDMA伝送方式の携帯電話モードにおける伝送特性例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態を図面に従って説明する。なお、図において同一または類似のものは、同一の参照番号または参照記号を付して説明する。

本発明の第1の実施の形態として、CDMA伝送において、シンボル区間の位相差に情報を載せ差分符号化位相変調した1次変調波を、拡散符号で拡散することを特徴とするCDMA伝送方式を提案する。

また、本発明の第2の実施の形態として、位相値を連続的に変化するように位相変調した1次変調波を、拡散符号列で拡散することを特徴とする位相連続CDMA伝送方式を提案する。

さらに、本発明の第3の実施形態として、連続的に変化するチップ波形を用いて1次変調波を拡散することを特徴とするチップ波形連続CDMA伝送方式を提案する。

さらにまた、本発明の第4の実施形態として、逆拡散において仮想的にセグメント

を設定し、インターリープして重ねあわせたセグメントにおける逆拡散信号を求ることを特徴とする仮想セグメントインターリープCDMA伝送方式を提案する。

以下、それぞれの方式について、本発明の特徴を説明する。

[差分CDMA伝送方式]

先に説明したように、市街地を時速100km/hの速度で走行しながら（自動車電話モードで）2GHz帯を使用してCDMA通信するとき、ドップラーシフトの最大の偏移周波数は200Hz、最大フェーディング周波数は185Hz、第1と第2伝播パスの伝播遅延差は1μ秒となる。しかし、静止状態から400m地点まで14秒で到達する急激な加速状態においても、ドップラーシフトに現り生じる周波数偏移の変化速度は、約30Hz/秒程度であり、隣接シンボル区間のドップラーシフトの偏移周波数の差は0.001Hzと殆どゼロとみなすほど小さい。

また、フェーディングによる位相偏移は±180度と大きいが、隣接シンボル間ににおけるフェーディング位相偏移の差は±0.01度と、やはり略ゼロとみなせるほど小さい。

同様に、伝播遅延も隣接シンボル期間では略一定とみなせる。すなわち、伝播遅延差は伝播パス長の差と移動体の移動速度で決まる量である。1シンボル期間31.25μ秒の間に、時速100km/hで走行しているときに生じる伝播パス長の変化は最大0.9mであるので、3ナノ秒の伝播遅延時間の差しか生ぜず、概略、隣接シンボル区間では、伝播遅延は一定値となる。

隣接シンボルの位相差に情報を載せ伝送すれば、伝播路上で幾多の反射・回折波などの妨害波が混入しキャリア周波数の偏移、位相誤差、ならびに遅延誤差などが原因になり周波数選択性フェーディングが生じ、受信波が厳しく歪んでも、隣接シンボル間の位相差は送信時の値に保たれることが明らかになる。

すなわち、図1は本発明に従う、1次変調にDQPSKを用いた差分CDMA送信

機の構成例である。図26の従来のCDMA送信機では、1次変調はDQPSKではなく、QPSKとなっている。これに対して、本発明では1次変調がDQPSKであることを除き、図26に示した従来のCDMA送信機に等しい構成になつて。図1中、情報入力端子100～10n、位相変調回路(MOD)110～11n、拡散回路(SS)120～12n、拡散符号列発生回路(CG)130～13n、総和回路(SUM)140、帯域制限回路(BPF)141、送信回路(TX)142は、それぞれ同じ参照番号の図26における要素と同じ機能を有する。

入力情報に対応し1次変調波(QPSK波)を生成していた図26の構成に対して、本発明では、位相変調回路(MOD)110～11nの入力側に差分符号化回路(DP)150～15nを設け、この差分符号化回路(DP)150～15nと位相変調回路(MOD)110～11nで差分符号化位相変調回路(dif f MOD)を構成する点に特徴を有する。この差分符号化位相変調回路(dif f MOD)により、現シンボル区間の入力情報に関する位相と、直前のシンボル区間における位相との和の値で位相変調(差分符号化位相変調)した1次変調波(DQPSK波)が生成される。なお、1次変調としてDQPSKを用いて以下に説明するが、他の差分PSKの場合も同様であり、容易に類推できるので、これらについての説明は、省略する。

図2は、位相変調回路(MOD)110～11nの前段に配置された差分符号化回路(DP)150～15nの詳細構成例を示す図である。図中、入力端子50からの入力信号は加算器51に入力される。加算器51は、入力信号と、πコレクタ回路54の出力55を帰還した信号とを加算する。ラッチレジスタ52は、クロック端子(CLK)53に供給されるクロック信号の前縁で、加算器51の出力を取り込み保持し、πコレクタ回路54に入力する。

ここで、πコレクタ回路(πCOR)54は、図3に示す入出力特性を有し、入力

値 a が $-\pi$ 以上 π 以下の場合は値 a が出力される。入力値 a が π を超えると値 $a - 2\pi$ が出力され、入力値 a が $-\pi$ を下回ると値 $a + 2\pi$ が出力される。

図 2 に戻って差分符号化回路 (D P) 150～15n の動作を説明する。入力 50 には次のシンボルの位相情報 a が、ラッチレジスタ 52 には現シンボルの差分符号化位相値 b が保持されているものとする。ただし、便宜的に、 b の絶対値は π を下回っているものとする。

加算器 51 の出力は $a + b$ となっているが、端子 53 にクロックが印加されるまでは、 b が保持される。シンボル区間 T に相当する時間、保持した後、クロックがクロック端子 53 に印加されると、クロック信号の前縁でラッチレジスタ 52 は値 $a + b$ を取り込み、次のクロックが印加されるまで保持する。更に、クロックと同時に入力 50 を更新し、次シンボルの位相値 c に変化させる。

この間、πコレクタ回路 54 は $a + b$ の値を判断し、 $a + b$ あるいは $a + b \pm 2\pi$ の 3 値の絶対値が最小な値を選択し出力する。三角関数の \sin あるいは \cos が、3 値、 $a + b - 2\pi$ 、 $a + b$ 、 $a + b + 2\pi$ のいずれに関しても同じ関数値を示す事から、位相変調した 1 次変調波は同一の波形を示す。この性質を利用し、差分符号化回路 (D P) 150～15n で記憶したり処理する値を $-\pi$ から $+\pi$ の間に納まるように工夫し、処理回路が複雑になる事を防止する。

図 4 は、本発明に従う差分 CDMA を適用した受信機の構成例である。図中の受信回路 (R X) 200、復調回路 (d e M O D) 201、復調制御信号の入力端子 202、同期検出回路 (S Y N C) 203、受信制御検出回路 (C N T) 204、逆拡散回路 (d e S S) 210～21n、逆拡散符号列の入力端子 220～22n、判断回路 (D E C) 240～24n、および出力端子 250～25n は、図 32 の従来の CDMA を適用した受信機の対応する参照番号を付した構成要素と同一の機能を有するので、その詳細な説明は省略する。

図32の従来構成と異なる特徴は、差分回路(DIFF)260～26nが、逆拡散回路(deSS)210～21nと判断回路(DEC)240～24nとの間で位相補正回路(CMP)に置換されている点である。

図5に、かかる差分回路(DIF)260～26nの構成例を示す。図中、逆拡散回路(deSS)の出力である逆拡散信号の同相成分 $I_{+}'(t)$ ならびに直交成分 $Q_{+}'(t)$ が入力端子2500、2501に入力される。 $I_{+}'(t)$ は乗算器2503と2507、ならびに遅延器2502に入力される。 $Q_{+}'(t)$ は乗算器2504と2506、ならびに遅延器2505に入力される。乗算器2503、2504には逆拡散信号の同相成分 $I_{+}'(t)$ が遅延器2502を通して、また乗算器2506、2507には逆拡散信号の直交成分 $Q_{+}'(t)$ が遅延器2505を通して入力される。ここで、遅延器2502、2505は、入力 $f(t)$ を1シンボル区間に相当する時間Tのみ遅延した信号 $f(t-T)$ を出力する。

加算器2508は、乗算器2503と2506との出力を加算し、出力端子2510に差分信号の同相成分 $I_{+}(t)$ として出力する。また、加算器2509は、乗算器2504の出力から乗算器2507の出力を減算し、出力端子2511に差分信号の直交成分 $Q_{+}(t)$ として出力する。

なお、図4の実施の形態構成においては、差分回路(DIFF)260～26nを、復調回路(deMOD)201ならびに逆拡散回路(deSS)210～21nに後置する構成で説明したが、これら一連の回路における処理は全て線形演算であるので、処理の順序は作用に影響を与えない。差分回路(DIFF)260～26n、復調回路(deMOD)201、逆拡散回路(deSS)210～21nの設置順序は処理結果に影響を与えないことは容易に類推できる。これにより、各種回路の設置個所は、必ずしも図4の構成には限られない。

復調回路(deMOD)201の同相成分の出力 $i(t)$ と直交成分の出力 q

(t) は、先に図32に関連して説明したようにマルチレイ伝播路を経て到達する複数の受信波成分が含まれるので、受信波に含まれる複数のキャリア波と同期検出回路(SYNC)203で再生するキャリア再生波とを完全に同期させることは、必然的に不可能である。この為、復調処理においては不完全な同期検波となり、従来のCDMA受信機では誤差が多大に含まれて、通信特性が優れない原因になっていた。しかるに、従来のCDMA受信では、かかる不完全な同期検波を、完全な同期検波とみなし、誤差が含まれていないものとしていたので、通信品質が劣化する原因となっていたが、本発明ではかかる不完全な同期に拠る誤差を排除するように工夫している。このため、本発明で開示する技術において、完全な同期検波と区別するために、キャリア周波数、位相、遅延などに誤差を含む同期検波を、準同期検波と呼び誤差が存在することを明らかに示す。

差分CDMA受信では、準同期検波した復調信号を逆拡散し、 $n + 1$ 個の逆拡散信号の同相成分ならびに、 $n + 1$ 個の逆拡散信号の直交成分を求める。受信波から、 $n + 1$ 個の逆拡散信号を求める一連の処理は、従来のCDMA受信と開示する差分CDMA受信とは互いに等しい。

しかし、従来のCDMA受信では $n + 1$ 個の逆拡散信号の全てが情報伝送に使用されていたのでは無く、少なくとも1個が共通パイロット信号として使用され、残り n 個の逆拡散信号が情報伝送に使用されていたに過ぎない。すなわち、既知の値をパイロットとして送信し、受信時に現れる位相誤差を伝播中に受けた擾乱とみなし、かつ $n + 1$ 個のチャネルに等しく位相誤差が生じるものと仮定して、残り n 個の逆拡散信号に対して共通に位相補正し n 個の情報を受信していた。

一方、開示する差分CDMA受信では、 $n + 1$ 個の逆拡散信号が全て、情報伝送に使用され、かつ各チャネルにおける隣接シンボル間の受信位相の差分を求めることで、準同期検波の誤差の影響を排除し、かつ、周波数選択性フェーディングの影響を

受けず受信できるように工夫している。すなわち、チャネル i の差分回路（D I F F）26 $_i$ は、チャネル i の逆拡散信号、逆拡散信号の同相成分 $I_{i'}(t)$ 、逆拡散信号の直交成分 $Q_{i'}(t)$ 、ならびに逆拡散信号を 1 シンボル期間 T 遅延した同相成分 $I_{i'}(t-T)$ と逆拡散信号の直交成分 $Q_{i'}(t-T)$ を用いて、次に示す差分演算を実施し、演算結果を位相差分信号の同相成分

$$\hat{I}_i(t)$$

ならびに直交成分

$$\hat{Q}_i(t)$$

として出力する。

$$\hat{I}_i(t) = I_{i'}(t) I_{i'}(t-T) + Q_{i'}(t) Q_{i'}(t-T) \quad (35)$$

$$\hat{Q}_i(t) = -I_{i'}(t) Q_{i'}(t-T) + Q_{i'}(t) I_{i'}(t-T) \quad (36)$$

式 35 と 36 に示す位相差分信号の同相成分

$$\hat{I}_i(t)$$

と直交成分

$$\hat{Q}_i(t)$$

に、式 19、20 に与えられる逆拡散信号の同相成分 $I_{i'}(t)$ と直交成分 $Q_{i'}(t)$ 、ならびに遅延した同相成分 $I_{i'}(t-T)$ と直交成分 $Q_{i'}(t-T)$ を代入し

て求めることが出来るが、比較を明確にするために、従来の技術で説明したと同じように、式32、33に与えられるツーレイ・レイレーフェーディング環境下での逆拡散信号の同相成分 $I_i'(t)$ と直交成分 $Q_i'(t)$ 、ならびに遅延した同相成分 $I_i'(t-T)$ と直交成分 $Q_i'(t-T)$ を代入して求める。

$$\begin{aligned} \hat{I}_i(t) &= \tilde{\beta}(t) \bar{\beta}(t') \cos\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\varphi}_i(t) + \tilde{\theta}(t)\} \cos\{\theta_i(t' - \delta_i(t')) + \tilde{\varphi}_i(t') + \tilde{\theta}(t')\} \\ &\quad + \tilde{\beta}(t) \tilde{\beta}(t') \sin\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\varphi}_i(t) + \tilde{\theta}(t)\} \sin\{\theta_i(t' - \delta_i(t')) + \tilde{\varphi}_i(t') + \tilde{\theta}(t')\} \\ &= \tilde{\beta}(t) \bar{\beta}(t') \cos\{\theta_i(t - \delta_i(t)) - \theta_i(t' - \delta_i(t')) + \tilde{\varphi}_i(t) - \tilde{\varphi}_i(t') + \tilde{\theta}(t) - \tilde{\theta}(t')\} \end{aligned} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \hat{Q}_i(t) &= -\tilde{\beta}(t) \bar{\beta}(t') \cos\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\varphi}_i(t) + \tilde{\theta}(t)\} \sin\{\theta_i(t' - \delta_i(t')) + \tilde{\varphi}_i(t') + \tilde{\theta}(t')\} \\ &\quad + \tilde{\beta}(t) \tilde{\beta}(t') \sin\{\theta_i(t - \delta_i(t)) + \tilde{\varphi}_i(t) + \tilde{\theta}(t)\} \cos\{\theta_i(t' - \delta_i(t')) + \tilde{\varphi}_i(t') + \tilde{\theta}(t')\} \\ &= \tilde{\beta}(t) \bar{\beta}(t') \sin\{\theta_i(t - \delta_i(t)) - \theta_i(t' - \delta_i(t')) + \tilde{\varphi}_i(t) - \tilde{\varphi}_i(t') + \tilde{\theta}(t) - \tilde{\theta}(t')\} \end{aligned} \quad (38)$$

ここに、 $t' = t - T$

隣接シンボル区間では、既に説明したように、フェーディング、ドップラーシフトなど略定常であるので、次のように与えられる。

$$\hat{I}_i(t) \equiv \tilde{\beta}(t) \bar{\beta}(t-T) \cos\{\theta_i(t - \delta_i(t)) - \theta_i(t - T - \delta_i(t-T))\} \quad (39)$$

$$\hat{Q}_i(t) \equiv \tilde{\beta}(t) \bar{\beta}(t-T) \sin\{\theta_i(t - \delta_i(t)) - \theta_i(t - T - \delta_i(t-T))\} \quad (40)$$

既に従来技術で説明したように、一般に、判断回路において、受信情報を受信位相角から求めることが多い。従来技術においては、位相補正信号の同相成分と直交成分

の位相角を求めたが、本発明では位相差分信号の同相成分と直交成分の位相角を求めることが特徴となる。すなわち、

$$\begin{aligned} \text{情報位相}_i(t) &= \tan^{-1} \left[\frac{\hat{Q}_i(t)}{\hat{I}_i(t)} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{\sin\{\theta_i(t - \delta_i(t)) - \theta_i(t - T - \delta_i(t - T))\}}{\cos\{\theta_i(t - \delta_i(t)) - \theta_i(t - T - \delta_i(t - T))\}} \right] \\ &= \theta_i(t - \delta_i(t)) - \theta_i(t - T - \delta_i(t - T)) \end{aligned} \quad (41)$$

式41の最終右辺において、現シンボル区間における位相角 $\theta_i(t - \delta(t))$ と前シンボル区間における位相角 $\theta_i(t - T - \delta(t - T))$ の差が、得られることが知れる。本発明では情報を差分符号化して送信しているので、位相差 $\theta_i(t - \delta(t)) - \theta_i(t - T - \delta(t - T))$ は、チャネル i の受信情報を正確に受信していることが明らかになる。従来の方式を用いた情報位相角を表す式34の最終右辺においては、ドップラーシフト、フェーディング位相誤差、キャリア再生遅延などは除去されているものの、周波数選択性フェーディング歪み

$$\tilde{\psi}_i(t) - \tilde{\psi}_o(t)$$

が除去できず擾乱項として役り、この擾乱項が原因となり受信エラーを生じ、通信品質を劣化させていた。これに対して、本発明では式41に示すように、位相差分信号から求めた情報位相角には、情報である位相差のみが存在し、情報以外の擾乱項は完全に除去されることが明らかになる。

さらに、式39と40に示す位相差分信号の同相成分と直交成分のシンボル内に平均を用いて情報位相を求めれば、ランダム雑音を抑圧でき通信品質を向上させること

が可能であるが、容易に類推できるので、説明を省略する。

また、位相差分信号の包絡は、位相差分信号の同相成分と直交成分の自乗和の平方で与えられる。振幅歪を検出したりするためには、この位相差分信号の包絡を用いれば良いし、さらに振幅歪みは位相差分信号を包絡で正規化することで簡単に除去でき、容易に類推できるので説明を省略する。

[位相連続CDMA伝送方式]

伝送路上でフェーディングを受け伝播された受信波の周波数帯域は、送信機から放射された電波が元来有する周波数帯域より増大することが知られている。この増大した周波数帯域幅を、フェーディング帯域幅と言う。

式19と20に示すように、逆拡散信号の同相成分と逆拡散信号の直交成分を表す三角関数の変数において、情報 θ_i 以外の周波数選択性フェーディングに関与する

$$\tilde{\psi}_i(t)$$

ならびにフェーディング位相誤差やドップラーシフトやキャリア再生誤差などに関与するが、周波数帯域幅を増大させる要因になっている。

移動体の速度が増せば増すほど、フェーディング周波数が増大し、それだけフェーディング帯域幅が増大し、ひいては通信品質が劣化する。静止電話モード、携帯電話モード、自動車電話モードと移動体の移動速度が増すと、それだけ通信品質が劣化する。事実、図36に示すように、静止電話モードでは、BER ≤ 0.001 を獲得するに必要な受信電界はEb/N0 $\leq 0 \text{ dB}$ において、1.51MHz以上の伝送帯域幅ならば全域で達成できる。

しかるに、図37に示すように、携帯電話モードでは、同じ受信電界Eb/N0 $\leq 0 \text{ dB}$ において、BER ≤ 0.001 を獲得するに必要な伝送帯域幅は3.46MHz

z 以上必要で、伝送帯域幅が 3.37 MHz ではフロワーが生じる。以降、この $B E R \leq 0.001$ の高品位な通信を実現する最少の伝送帯域幅を臨界伝送帯域幅と呼び、かつ CDMA 伝送方式システムの評価に用いる。

臨界伝送帯域幅が小さいという事は、それだけ周波数利用効率が良い事を意味し、限り有る周波数資源の有効利用は重大なシステム評価の因子と考えられるので、臨界伝送帯域幅をシステムの評価に用いる。

図 37 に示すように、自動車電話モードでは、 $B E R$ が常に 0.2 以上を示し、幾ら送信電力を強めても、通信品質の改善を見る事ができない。このとき、臨界伝送帯域幅は 25.60 MHz 以上となる。このように、フロワーが発生する原因として、フェーディング帯域幅の増大により送信波の周波数帯域幅が、許容伝送帯域幅を超えてしまうことが挙げられる。

伝送帯域幅は、システム設計時に予め設定されているものであり、フェーディング帯域幅は移動体の移動速度等で定まる。従って、自動車電話モードで高品質な通信を実現するためには、送信波の帯域幅を狭帯域化し、フェーディング帯域幅の増大に対するマージンを大きくする事が有効な手段となる。

送信波の帯域幅は、拡散符号列の周波数帯域幅と 1 次変調波の周波数帯域幅の畳み込みで、規定される。情報を運ばない時の 1 次変調波はキャリア周波数のトーン信号となり、帯域幅はゼロとなるので、送信波の周波数帯域幅は拡散符号列の帯域幅に一致する。

一方、情報を運んでいる時の 1 次変調波はシンボル区間端で位相の不連続が存在し、この位相の不連続が周波数帯域幅を拡大し、畳み込みも増大し送信波の周波数帯域幅が広帯域になる。このとき、情報は、1 次変調波のシンボル区間内の位相値に拠って伝送するものであり、シンボル区間端の位相の不連続などの激しい位相変動で情報を伝送している訳では無い。従って、シンボル区間端における位相の激しい変化を

排除して、伝送帯域幅を拡大すること無く、高品質な通信を実現できる事になる。

図6に、シンボル区間1とシンボル区間2における位相例を、実線で示す。図において、従来の1次変調波の情報に関する位相を破線で示す。さらに、同図のシンボルにおいて、シンボル1では $-\pi/4$ 、シンボル2では $\pi/4$ ラディアンの場合を1例として示している。

破線で示すようにシンボル区間いっぱいに情報位相が規定されていると、図27に示したようにシンボル区間端で1次変調波の極端な変化（不連続）が生じ、1次変調波の周波数帯域幅を増大する原因となっていた。

これに対して、本発明の特徴とする位相連續化技術は、図6の実線で示すようにシンボル区間端近傍に遷移区間を設け、この遷移区間において情報位相が連續的に変化するように工夫したものである。ここで、図6に実曲線で示すように、遷移区間1はシンボル0とシンボル1との間の時刻 $-\Delta T/2$ から時刻 $\Delta T/2$ に設定した位相が連續的に変化する区間を、遷移区間2はシンボル1とシンボル2との間の時刻 $T - \Delta T/2$ から時刻 $T + \Delta T/2$ に設定した位相が連續的に変化する区間を、遷移区間 $k + 1$ はシンボル k とシンボル $k + 1$ との間の時刻 $kT - \Delta T/2$ から時刻 $kT + \Delta T/2$ に設定した位相が連續的に変化する区間を、指称するものである。さらに、各遷移区間長は、一定 ΔT である。

図7は、図1の差分符号化回路(DP) 150～15nに置き換えて、本発明に従う差分CDMA送信機に使用される、位相連續差分符号化回路(DP-CP)の構成例を示すブロック図である。図中、入力端子500に入力される信号は、加算器501に入力される。加算器501は、入力端子500からの入力信号と、shift定数発生回路(OFFSET)502からのshift信号とを加算する。加算器501の出力は、πコレクタ回路(πCOR)503に入力される。πコレクタ回路(πCOR)503の出力504と、連續化回路(CONTI)506の出力とは、乗算器505に入

力され、両者の積を乗算器 505 は出力する。さらに、位相連続差分符号化回路 (D P - C P) の出力 511 が、 2π コレクタ回路 (2π COR) 510 ならびにラッチレジスタ (REG) 508 を通じ帰還され、乗算器 505 の出力と、加算器 507 で加算され出力 511 となる。なお、図 7において、端子 (CLK) 509 に入力されるクロック信号の前縁で、ラッチレジスタ (REG) 508 は入力を取り込み保持する。

ここで、 2π コレクタ回路 (2π COR) は、入力 a と出力 b の端子を有しており、 a の入力値が 2π を超える場合 ($a > 2\pi$) は、値 ($a - 2\pi$) を出力端子 b に出力し、 a の入力値が -2π を下回る場合 ($a < -2\pi$) は、値 ($a + 2\pi$) を出力し、 a の入力値が -2π 以上でかつ 2π 以下の場合 ($-2\pi \leq a \leq 2\pi$) は、入力値 a をそのまま出力する機能を有する。また、連続化回路 (CONT I) は、図 8 に示すように、遷移区間 k において、値 0 から 1 まで連続的に変化する値、例えば、

$$\frac{1}{2} \left\{ 1 + \sin \left(\pi \frac{t - kT}{\Delta T} \right) \right\}, \quad | t - kT | \leq \Delta T \quad (42)$$

を、出力する。遷移区間は、時間 T 毎に存在するので、シンボル区間で一巡する ROM に連続化回路の出力値を格納しておき、順次読み出すなどして容易に実現できる。

図 6 ならびに 7 に戻って、位相連続差分符号化回路 (D P - C P) の動作を、順を追って説明する。動作は、区間 T で周期的であるので、遷移区間 0 の後縁 $t = \Delta T / 2$ から、遷移区間 1 の後縁 $t = T + \Delta T / 2$ までについて説明するが、他の期間についても同様である。時刻 $t = \Delta T / 2$ において、シンボル 2 の位相値 a_2 が入力端子 500 に印加され、シンボル 1 の差分符号化位相値 b_1 が出力端子 511 に出力されているものとする。ただし、便宜上、 b_1 の絶対値は 2π 以下とする。

時刻 $t = \Delta T / 2$ において、ラッチレジスタ 508 に 2π コレクタ回路 510 の出力 b_1 がラッチされ、次に端子 509 にクロックが入力される $t = T + \Delta T / 2$ までの間保持される。shift DPSK の場合には、対応する shift 量が shift 定数発生回路 (OFFSET) 502 に格納され、DPSK の場合には値 “0” を shift 定数発生回路 502 に格納するが、以下、shift 定数発生回路 (OFFSET) 502 に格納した値を統一的に d と記述する。

従って、入力端子 500 からの入力 a_2 に shift 定数発生回路 (OFFSET) 502 の出力 d を加算し、 π コレクタ回路 (π COR) 503 に入力される。 π コレクタ回路 (π COR) 503 は、加算器 501 の出力 $a_2 + d$ を判断し、 $a_2 + d$ 、 $a_2 + d - 2\pi$ 、 $a_2 + d + 2\pi$ の 3 値から最小の絶対値を有するものを選択し出力端子 504 に出力する。この出力を p_{add} とする。

p_{add} と連続化回路 (CONT I) 506 の出力との積を乗算器 505 は出力する。乗算器 505 の出力とラッチレジスタ 508 が保持する値 b_1 との和が、出力端子 511 に現われる。遷移区間 2 において、連続化回路の出力は、値 b_1 から連続的に変化し、時刻 $t = T + \Delta T / 2$ で値 $b_1 + p_{add}$ に達する。このとき、 2π コレクタ回路 (2π COR) 510 の出力は、遷移区間 2 において変化しながら、最終的に後縁 $t = T + \Delta T / 2$ で、 $b_1 + p_{add}$ 、 $b_1 + p_{add} - 2\pi$ 、 $b_1 + p_{add} + 2\pi$ の 3 値の内で、絶対値が最小な値が選択的に決定される。この値を b_2 とする。

さらに、時刻 $t = T + \Delta T / 2$ で、次のクロックが印加されるとラッチレジスタ 508 は b_2 値を取り込み保持し、入力端子 500 にはシンボル 3 の位相値 a_3 が印加保持される。

以上説明したように、位相連続差分符号化回路 (DP-CP) の出力端子 511 には、差分符号化され、かつ連続的に変化する位相信号が出力されることになる。従って、図 7 に示す位相連続差分符号化回路 (DP-CP) を、図 1 の差分符号化回路

(D P) 150～15nにそれぞれ置換することで、本発明の差分CDMA伝送方式における位相連續化技術が実現される。

図9は、この発明に従う位相連續化技術を、図18に示す従来のCDMA伝送方式に適用する場合の位相連續化回路の構成例を示すブロック図である。すなわち、この位相連續化回路(CP)を図26中の位相変調回路(MOD)110～11nのそれぞれの前段に設置すれば、従来のCDMA伝送方式における1次変調波の遷移区間における位相を連續化することを可能とする新しい伝送方式が実現される。図9において、shift定数発生回路(OFFSET)523、連續化回路(CONTI)526、ラッチレジスタ(REG)528は、それぞれ図7のshift定数発生回路(OFFSET)502、連續化回路(CONTI)506、ラッチレジスタ(REG)508に等しい機能を有するものである。クロック端子(CLK)530に印加されるクロック信号の前縁で、ラッチレジスタ(REG)528は入力を取り込み保持する。図6および図9を用いて、位相連續化回路の動作を、順を追って説明する。動作を遷移区間0の終縁 $t = \Delta T / 2$ から遷移区間 $t = T + \Delta T / 2$ までについて説明するが、動作は遷移区間にに対して周期的であり、他の区間でも同様であり容易に類推できるので説明を省略する。時刻 $t = \Delta T / 2$ において、シンボル2の位相値 a_2 が入力端子520に入力され、シンボル1の位相値 a_1 が出力端子529に出力されているものとする。ラッチレジスタ(REG)528は、時刻 $t = \Delta T / 2$ に印加されるクロックの前縁で入力端子に入力されている値 a_1 をラッチし、これを時刻 $t = T + \Delta T / 2$ に次のクロックが印加されるまで保持する。入力 a_2 とshift定数発生回路(OFFSET)502の出力dとの和が加算器521から出力される。次いで、ラッチレジスタ(REG)528が保持している a_1 との差を加算器524は出力する。この差は、シンボル1とシンボル2の位相差に相当する。

図8に関して、図7の連續化回路(CONTI)506について説明したと同様

に、連続化回路（CONT I）526の出力は、遷移区間において0から1まで連続的に変化する。すなわち、位相差と連続化回路（CONT I）526の積として与えられ、遷移区間1の前縁 $t = T - \Delta T / 2$ では値0が、遷移区間1の終縁 $t = T + \Delta T / 2$ では値 $a_2 - a_1$ が、乗算器525から出力される。乗算器525の出力はこの間0から $a_2 - a_1$ まで連続的に変化する。乗算器525の出力とラッチレジスタ（REG）528に保持されている値 a_1 との和が加算器527で求められ出力端子529に出力され、遷移区間2における連続化回路（CONT I）の出力が a_1 から a_2 まで連続的に変化することになる。さらに、遷移区間1の終縁 $t = T + \Delta T / 2$ において、出力端子529の出力がラッチレジスタ（REG）528に取り込まれる。出力端子529には、加算器527が出力しているので、遷移区間2の終縁で乗算器525の出力が0になるがラッチレジスタ（REG）528が保持する値 a_2 が継続して出力する。

従って、図26中の位相変調回路（MOD）に、図9に示す位相連続化回路を前置すれば、従来のCDMA伝送方式における、1次変調波の遷移区間における位相を連続化した新しい伝送方式が実現される。

上記のように、情報位相を連続的に変化させることで、1次変調波は、図10に実線で示すように、不連続が解消され、変調波の帯域幅の増大を抑圧することができる。なお、図10の破線は、従来の位相を連続化しない1次変調波を比較のために示している。図10の実線で示す1次変調波の滑らかな連続性は、本発明に従い図6に示す位相の不連続性を排除したため実現できたものである。

[チップ波形連続CDMA伝送方式]

従来のCDMA伝送方式あるいは、本発明で開示する差分CDMA伝送方式において、1次変調波のPSKあるいはDPSK波に、Walsh符号列などの拡散符号列を乗じ、スペクトラムを拡散した拡散信号を生成する。チップ1乃至4における拡散

符号列の時間応答波形を示す模式図 1 1において、破線は従来の拡散符号列波形の 1 例を示したものである。チップ 1 ならびにチップ 2 の両区間では符号値 1 を、チップ 3 区間では符号値 -1 を、チップ 4 区間では符号値 1 の場合を示しているが、他の場合も同様である。チップ 1 とチップ 2 区間のように隣接するチップ区間で拡散符号値が互いに等しい場合には、隣接チップ区間での拡散信号の波形に不連続性は生じない。

一方、チップ 2 とチップ 3 区間の間、あるいはチップ 3 とチップ 4 区間の間などのように、拡散符号値が互いに異なる場合には、チップ区間端で激しい波形の変化が拡散信号に現われる。

全てのチップ区間でチップ区間端まで符号値を保持した場合には、図 1 1 の破線で示すような激しい波形の変動がチップ区間端で生じ、拡散信号の周波数帯域幅が極端に増大する。逆に、チップ区間端における拡散符号列波形の激しい変動を排除すれば、拡散信号の周波数帯域幅の増大を防止できる。拡散符号列波形の滑らかさを最大に採る場合、符号値が交互パターンの場合に最大周波数帯域幅が現われ、その周波数帯域幅は 2 チップ区間長 2τ の逆数 $1 / 2 \tau$ で与えられることになる。符号値が隣接チップ区間で等しい確率に反比例して、拡散符号列の周波数帯幅が減少してゆき、全チップ区間で等しい場合に最小値 0 に達する。

しかし、拡散符号列の直交性を保持するためには、拡散符号の値をチップ区間内に出来るだけ長い間保持する必要があり、周波数帯域幅 $1 / 2 \tau$ では不十分である。反面、図 1 1 の破線で示す波形のようにチップ区間内の全域で符号値を保持していたのでは、必要以上の周波数帯域幅の増大を招く。移動通信のような雑音に埋もれた劣悪な伝送路を伝播する場合、いくらチップ区間内の全域で符号値を保持して送信しても、伝送路上で混入するランダム雑音の影響で受信チップ波形は大きく崩れてしまう。さらに、所与の帯域幅で通信するためには、送信波の周波数帯域幅を帯域制限す

る必要がある。帯域制限の影響で、チップ区間端のシャープな波形は必然的に欠落する。さらにまた、大きな問題として、帯域制限の影響が、拡散符号列の波形を歪ませるだけに留まるのでは無く、キャリア波形にもおよび、その結果キャリア波形まで歪ませ、伝播すべき情報位相が変化してしまい、通信品質が劣化する要因ともなっていた。

かかる背景から、拡散符号列の波形の不必要的シャープな変動を抑えることは、重要な課題となる。従って、本発明では、図11の実線で示すように、拡散符号値が隣接チップ区間で異なる場合にのみ、過渡区間で緩やかに変化するように工夫する。ここで、過渡区間とは、図11に示すように、各チップ区間端近傍に隣接チップ区間に跨って設置した区間を言い、チップ区間0とチップ区間1の間を過渡区間1、チップ区間1とチップ区間2との間を過渡区間2、…と便宜的に呼ぶ。また、すべての過渡区間は同じ時間長Rとする。

図12は、本発明に従い、チップ波形連続化を実現する回路構成例のブロック図である。この拡散符号波形連続化回路(CODE-CS)は、例えば、図1の拡散符号発生回路(CG)130～13mと拡散回路(SS)120～12nのそれぞれの間に挿入される。

図12中、入力端子300には、対応する拡散符号発生回路(CG)13iからの拡散符号列が入力され、そのまま加算器301に入力される。クロック端子(CLK)307に印加されるクロック信号の前縁で、拡散符号列波形連続化回路(CODE-CS)の出力端子306の出力は、ラッチレジスタ(REG)305に取り込まれ保持される。入力端子300に入力される拡散符号値とラッチレジスタ(REG)305の保持値との差を加算器301は出力する。加算器301の出力値と、スマーサ(SMO)303から出力される値との積を乗算器302は出力する。ついで、乗算器302の出力は、加算器304において、ラッチレジスタ305の出力と加算さ

れ、和が拡散符号列波形連續化回路（C O D E – C S）の出力端子 3 0 6 に出力される。

図 1 3 は、スムーサ（S M O）3 0 3 の出力の時間応答を示す図であり、時間応答、スムーサ（t）は、次式に与えるように、各過渡区間において 0 から 1 まで連続的に変化する。

$$\text{スムーサ}(t) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \sin \left(\pi \frac{t - k\tau}{R} \right) \right\}, \quad |t - k\tau| \leq R \quad (43)$$

式 4 3 に示すように、スムーサ出力は、チップ区間 T に関して周期的な値を出力するので、1 チップ区間分を格納した R O Mなどを周期的に読み出して構成することができる。

図 1 1 と図 1 2 に戻り、拡散符号波形連續化回路（C O D E – C S）の動作を、順を追って説明する。動作は、チップ区間にに対して周期的であるので、時刻 $t = R / 2$ から時刻 $t = 2\tau + R / 2$ までについて説明するが、他のチップ区間も同様であり、容易に類推できるので説明を省略する。過渡区間の後縁 $t = R / 2$ で、クロック端子（C L K）3 0 7 にクロックが印加され、かつ次のチップ区間の拡散符号値が確定するものとする。図 1 1 に示すように、時刻 $t = R / 2$ において、出力端子 3 0 6 の出力が 1 になっているので、ラッチレジスタ（R E G）3 0 5 には 1 が取り込まれ保持される。かつ、入力端子 3 0 0 にはチップ区間 2 の拡散符号値 1 が印加される。ラッチレジスタ（R E G）3 0 5 の出力と入力端子 3 0 0 の入力が等しいので、加算器 3 0 1 の出力は 0 となる。従って、スムーサ（S M O）3 0 3 の出力値に係わり無く乗算器 3 0 2 の出力は、過渡区間 2 の全域において 0 となり、加算器 3 0 4 の出力は 1 のまま変化せず、出力端子 3 0 5 には値 1 が継続して出力される。図 1 1 に示すように拡散符号列波形は値 1 を保持する。さらに、過渡区間 2 の後縁 $t = \tau + R / 2$ にお

いて、ラッチレジスタ（REG）305は、出力値1を取り込み保持し、入力端子には次のチップ区間の拡散符号値-1が印加される。

このため、加算器301の出力は-2となるが、スムーサ（SMO）303は過渡区間3の前縁まで出力は0であるので、乗算器302は値0を継続して出力する。しかし、出力端子306には、乗算器304とラッチレジスタ（REG）305の和が出力されるので、ラッチレジスタ305に保持されている値1が、過渡区間3の前縁まで継続して出力される。過渡区間3において、スムーサ303の出力は前縁で値0から立ち上がり、終縁で値1まで連続して増大する。従って、乗算器302の出力は0～-2に変化する。これにより、乗算器304の出力とラッチレジスタ305の保持値との和は、1～-1に変化しながら出力端子306に現われる。このため、過渡区間3の拡散符号値は、図11に示すように滑らかに変化する波形に整形される。さらに、過渡区間3の終縁で、出力端子の値-1がラッチレジスタ305に取り込まれ、次の動作に移行し、上記と同様な動作が行われる。

上記に説明したように、拡散符号列波形連續化回路（CODE-CS）を用いることにより、拡散信号のチップ波形が連續化される。この拡散符号列波形連續化回路（CODE-CS）を図1の拡散符号発生回路（CG）130～13nと拡散回路（SS）120～12nの間に、それぞれ挿入することにより、本発明のチップ波形連續化技術を適用した差分CDMA伝送方式が実現される。あるいは、従来のCDMA伝送方式を示す図29において、拡散符号発生回路130～13nと拡散回路120～12nとの間に、拡散符号波形連續化回路（CODE-CS）をそれぞれ挿入することにより、本発明のチップ波形連續化技術を適用したCDMA伝送方式を実現できる。

[仮想セグメント・インターリーブCDMA伝送方式]

上記では、すべてのシンボル内のセグメントは、Walsh関数の第*i*行で与えら

れる拡散符号が、Walsh関数の第0列から始まる連続した32個の符号からなる符号に対応している場合について説明した。

この符号長32のWalsh関数を W_{32} と記述する。Walsh関数 W_{32} は、式1で与えられる構造を有しており、32個の符号長32の符号列は、16個の $\{W_{16}, W_{16}\}$ ならびに16個の

$$\{W_{16}, \bar{W}_{16}\}$$

で与えられ、32個の符号列は互いに直交する。従って、 W_{32} を16列オフセットした関数

$$\tilde{W}_{32}$$

で生成される32個の拡散符号列は、16個の $\{W_{16}, W_{16}\}$ ならびに16個の

$$\{\bar{W}_{16}, W_{16}\}$$

で与えられ、新たに生成される32個の符号列もまた、互いに直交する。ただし、関数

$$\tilde{W}_{32}$$

は次に与えられるものとする。

$$\tilde{W}_{2N} = \begin{vmatrix} W_N & W_N \\ \bar{W}_N & W_N \end{vmatrix} \quad (44)$$

さらに、直交性の成立は、オフセット量が 16 の場合に限定するものでは無く、式 4-4 が $N = 16$ から 8、4、2、1 と替えて次々に成立することが容易に知れる。無論、 $N = 32, 64, \dots$ と大きくして行く場合も同様に、成立する。

この任意な値でオフセットした符号列の直交性が常に成立する性質は、式 1 に示す Walsh 関数の本質的な性質に拠るものである。かかる、Walsh 関数の直交性を利用すれば、任意な量だけオフセットした拡散符号に対応するセグメントを設定することが可能となる。これらのオフセットしたセグメントとオフセットしないセグメントが混在する場合で、特にセグメントを区別する必要がある場合には、「基本セグメント」は第 0 列から始まる拡散符号に対応するセグメントを意味するものとし、「仮想セグメント」は、例えば 16 列だけオフセットした第 16 列から始まる拡散符号に対応するセグメントを意味するものとする。

任意のオフセットを 16 とした場合について、基本セグメントと仮想セグメントとの関係を図 14 に示す。図において、横軸はチップ区間を表し、現シンボル区間に第 0 から 127 までの、128 チップ区間が存在する場合を示している。拡散符号列長を 32 に設定しているので、第 0 ~ 31 のチップ区間が第 0 列 ~ 第 31 列の拡散符号列に対応する第 0 基本セグメントを構成し、続く第 32 ~ 63 チップ区間、第 64 ~ 95 チップ区間、ならびに第 96 ~ 127 チップ区間が、それぞれ第 1、2、3 基本セグメントを構成する。

これに対して、第 16 ~ 47 のチップ区間が第 16 ~ (31) ~ 15 列のオフセット 16 の拡散符号列に対応する第 1 仮想セグメントを構成し、続く第 48 ~ 79 のチップ区間が第 16 ~ (31) ~ 15 列のオフセット 16 の拡散符号列に対応する第 2 仮想セグメントを、続く第 80 ~ 111 のチップ区間が第 16 ~ (31) ~ 15 列のオフセット 16 の拡散符号列に対応する第 3 仮想セグメントを、それぞれ構成する。

本発明の特徴は、かかる基本セグメントと仮想セグメントの両セグメントにおいて

逆拡散信号を求めることがある。すなわち、従来の方式では、逆拡散符号列と復調信号との積を、基本セグメントにおいてのみ総和し、総和を基本セグメント期間に対応する逆拡散信号として求めていた。一方、本発明では、逆拡散符号と復調信号との積を、基本セグメントにおいて総和するという従来の作業に加え、仮想セグメントにおいても総和するという簡単な作業を附加することで、基本セグメント期間と仮想セグメント期間に対応する逆拡散信号を求めるように改良していることに特徴がある。

基本セグメントと仮想セグメントのオフセットを 16 とすると、図 14 に示すように、二重化インターリーブ構造となる。さらにオフセットを 16 より小さくしてインターリーブ階層を深めて行くとき、基本セグメントと仮想セグメント期間に混入する雑音の相関が高まり、CDMA 伝送方式の特徴の一つである雑音抑圧能力の改善効果が飽和し、回路の附加量に比較し改善効果が薄れる結果を招くので、あまりオフセットを小さくしインターリーブを深めることは好ましくない。

Walsh 関数において拡散符号長の半分程度、例えばオフセットを 16 とした 32 符号長の場合には、先に説明したように、インターリーブが二重化構造となり、雑音抑圧能力の改善は効果的であり、基本セグメント数を 2 倍にして通信する CDMA 伝送方式と同程度の通信品質を得ることが可能となる。

すなわち、シンボル内の基本セグメントを 8 とした 8. 192 cps の場合と同程度の通信品質を、半分の 4 基本セグメントの 4. 096 cps で得られることになる。この場合は、図示したように、4 基本セグメントと 3 仮想セグメントを用いて通信し、基本セグメントに対応する逆拡散信号は拡散符号列長の 32 のチップ区間間隔で再生されており、二重化インターリーブした仮想セグメントに対応する逆拡散信号は基本セグメントの中間時点得されることになる。これは、基本セグメントだけ用いて通信する場合を想定すれば、2 倍のチップレート 8. 192 cps で通信している場合に相当する。第 0 基本セグメントを 16 チップ期間オフセットした第 0 仮想セ

グメントに対応する逆拡散信号は、シンボル期間端に一致する逆拡散信号であり、元来シンボル期間端は1次変調波の情報位相が激しく変動する時点であり、不安定な値を示すので、採用する必要は無く、図に示すように7セグメントが有効な逆拡散信号に対応する。

図15は、本発明に従う仮想セグメント・インターリーブ逆拡散回路（d e S S - V S I）の詳細構成例を示す図である。図中の入力端子2100～2101、拡散符号列入力端子22i、乗算器2102～2103、アキュムレータ2104～2105、ラッチレジスタ（R E G）2106～2107、および出力端子2108～2109は、図34に示す従来の逆拡散回路（d e S S）の詳細構成図の対応する参照番号を付した構成要素と同一の機能を有するので、その詳細説明は省略する。また、アキュムレータ2604～2605はアキュムレータ2104～2105と同一の機能を有するので、その詳細説明は省略する。セレクタ（S E L）2610は、FとVの2個の入力端子、制御端子C、ならびに1個の出力端子を有し、制御端子Cに印加される2進制御信号の値が0の時には入力端子Fの値を選択し、制御端子Cに印加される2進制御信号の値が1の時には入力端子Vの値を選択し、出力端子2108へ出力する。また、セレクタ（S E L）2611は、FとVの2個の入力端子、制御端子C、ならびに1個の出力端子を有し、制御端子Cに印加される2進制御信号の値が0の時には入力端子Fの値を選択し、制御端子Cに印加される2進制御信号の値が1の時には入力端子Vの値を選択し、出力端子2109へ出力する。分配回路（D M P X）2612は、1個の入力端子、FとVの2出力端子、ならびに制御端子Cを有し、制御端子Cに印加される2進制御信号値が0の時には出力端子Fへ、制御端子Cに印加される2進制御信号値が1の時には出力端子Vへ、入力端子2110に印加される入力信号を、排他的に出力する。2進カウンタ（B C N T）2613は、チップ区間0、128、…など基本セグメントの先頭チップ区間の前縁時点で出力が0にな

るよう初期設定され、以降、入力端子 2110 に印加される信号の回数を計数し、計数結果の 2 進最下位桁の値 0 あるいは 1 を出力する。

なお、アキュムレータ 2604～2605、セレクタ (SEL) 2610～2611、分配回路 (DMPX) 2612、ならびに 2 進カウンタ (BCNT) 2613 は、2 重化インターリーブ逆拡散において仮想セグメントに対応する逆拡散信号を求めるために附加された一連の構成要素である。

次に、仮想セグメント・インターリーブ逆拡散回路 (d e S S - V S I) の動作を、順を追って説明する。チップ対応に、入力端子 2100 に印加される復調信号の同相成分と入力端子 221 に印加される逆拡散符号列の積を乗算器 2102 は出力する。乗算器 2102 の出力は、続いて、アキュムレータ 2104 ならびに 2604 に入力され、チップの後縁時点で累積される。同様に、チップ対応に、入力端子 2101 に印加される復調信号の直交成分と入力端子 221 に印加される逆拡散符号列の積を乗算器 2103 は出力する。乗算器 2103 の出力は、続いて、アキュムレータ 2105 ならびに 2605 に入力され、チップの後縁時点で累積される。なお、すべてのアキュムレータの累積値はリセット端子 R に印加されるリセット信号の後縁でゼロにリセットされる。チップ 0、16、32、…のようなセグメントの先頭チップ区間の中間時点においてリセット信号が印加される各々のアキュムレータにおいては、リセット信号の後縁でアキュムレータはリセットされ累積値が 0 になるが、すぐに同じチップの後縁において、入力値とアキュムレータの累積値 0 とが加算され、加算結果をアキュムレータは保持する。かかる動作を、乗算器 2102～2103 とアキュムレータ 2104～2105 ならびに 2604～2605 は、チップごとに繰り返し作動している。

一方、チップ 0、16、32、48、…のような 16 チップ毎に、各セグメントの先頭チップ区間の中間時点に、リセット信号が端子 2110 に印加される。2 進カウ

ンタ（B C N T）、分配回路（D M P X）、セレクタ（S E L）2 6 1 0～2 6 1 1、ならびにラッチレジスタ（R E G）2 1 0 6～2 1 0 7は、次に説明するように、リセット信号に対して繰り返し作動する。

チップ0、1 2 8、…などシンボル区間における最初のチップ前縁で、2進カウンタ（B C N T）が初期設置され、その出力は0となっている。2進カウンタ（B C N T）は、リセット信号が奇数個入力された時点で値1を、偶数個入力された時点で値0を、繰り返し出力する。このため、2進カウンタ（B C N T）の出力値は、チップ0、3 2、6 4、9 6、…のような基本セグメントの先頭チップ区間の前縁では常に0、チップ1 6、4 8、8 0、1 1 2、…のような仮想セグメントの先頭チップ区間の前縁では常に1と、リセット信号に対して交番出力する。

したがって、チップ区間0でリセット信号が印加されたとき、リセット信号の前縁でラッチレジスタ（R E G）2 1 0 6あるいは2 1 0 7は、リセット信号が印加される以前の継続する3 2チップ区間、すなわちチップ区間－3 2、－3 1、…、－1、における復調信号と逆拡散符号列との積の累積値を、それぞれ、アキュムレータ2 1 0 4あるいは2 1 0 5から取り込み保持する。この保持した値が、基本セグメント0における逆拡散信号の同相成分ならびに逆拡散信号の直交成分である。同時に、リセット信号は、2進カウンタ（B C N T）と、分配回路（D M P X）経由でアキュムレータ2 1 0 4と2 1 0 5の端子Rに導かれ、リセット信号の後縁を待って、アキュムレータ2 1 0 4と2 1 0 5がリセットされ、同時に2進カウンタ（B C N T）が歩進される。2進カウンタ（B C N T）の歩進の結果として出力値が1に変化し、分配回路（D M P X）とセレクタ（S E L）が、それぞれV側に接続され、チップ区間1 6におけるリセット信号で仮想セグメントの逆拡散信号を得る準備が終了する。さらに、チップ0の後縁では、アキュムレータ2 1 0 4と2 1 0 5は、それぞれの入力値をそのまま累積値として保持し初期化され、チップ区間0における一連の動作が終了

する。

続くチップ区間1、2、…、15のチップ後縁で、2104～2605の4個のアキュムレータが、それぞれの入力を累積する。

さらに続く、チップ区間16でリセット信号が印加されたとき、リセット信号の前縁でラッチレジスタ（REG）2106あるいは2107は、リセット信号が印加される以前の継続する32チップ区間、すなわちチップ区間-116、-15、…、15、における復調信号と逆拡散符号列との積の累積値を、それぞれ、アキュムレータ2604あるいは2605から取り込み保持する。この保持した値が、仮想セグメント0における逆拡散信号の同相成分ならびに逆拡散信号の直交成分であるが、特に、チップ区間16の仮想セグメント0に対応する逆拡散信号は、シンボル端を跨ぐので、先に説明したように、受信情報の判定には採用しない。同時に、リセット信号は、2進カウンタ（BCNT）と、分配回路（DMPX）経由でアキュムレータ2604と2605の端子Rに導かれ、リセット信号の後縁を待って、アキュムレータ2604と2605がリセットされ、同時に2進カウンタ（BCNT）が歩進される。2進カウンタ（BCNT）の歩進の結果として出力値が0に戻り、分配回路（DMPX）とセレクタ（SEL）が、それぞれ初期状態と同じF側に接続され、次のチップ区間32におけるリセット信号で仮想セグメントの逆拡散信号を得る準備が終了する。さらに、チップ16の後縁では、アキュムレータ2604と2605は、それぞれの入力値をそのまま累積値として保持し初期化され、チップ区間16における一連の動作が終了する。

さらにまた続くチップ区間17、18、…、31のチップ後縁で、2104～2605の4個のアキュムレータが、それぞれの入力を累積する。

チップ区間32では、チップ区間0と同様な動作をするなど、仮想セグメント・インターリーブ逆拡散回路は、32チップ区間ごとに、周期的に動作を繰り返すので、

以降のチップ区間の動作は容易に類推できるので、説明を省略する。

上記に説明したように、CDMA伝送方式の送信側において何らの処理を附加すること無く、仮想セグメント・インターリーブ逆拡散回路（d e S S - V S I）を用いることにより、セグメントをインターリーブして逆拡散操作を実行できる。この仮想セグメント・インターリーブ逆拡散回路（d e S S - V S I）を図4の逆拡散回路（d e S S）_{210～21n}にそれぞれ置換することで、本発明の仮想セグメント・インターリーブ逆拡散技術を適用した仮想セグメント・インターリーブ逆拡散CDMA伝送方式が実現できる。あるいは従来のCDMA伝送方式を示す図35において、仮想セグメント・インターリーブ逆拡散回路（d e S S - V S I）を、逆拡散回路（d e S S）_{210～21n}にそれぞれ置換することで、本発明の仮想セグメント・インターリーブ逆拡散技術を適用した仮想セグメント・インターリーブ逆拡散CDMA伝送方式が実現することができる。

以上、実施例に従い説明したように、本発明により、CDMA伝送方式において、通信品質を劣化させること無く、かつ占有周波数帯域幅を増大させること無く、同じ周波数帯域幅を使用し同量以上の情報を自動車のような高速な移動体と通信できる大容量のCDMA伝送方式を提供できる。

図16～18は、本発明の差分CDMA伝送方式を用いて、図36～38の説明に関連して定義したと同じ3種の電話モードで、通信した場合のシミュレーション結果を示している。縦軸はBERを、構軸はEb/N0を表している。シミュレーションにおけるシステム条件としては、伝送周波数帯域は2GHz、チップレートは4.098Mcps、情報伝送速度は2.048Mbps、シンボルレートは32ksp/s、拡散符号列長は32とする。

従来のCDMA伝送方式では拡散符号列長が32の場合には、パイロットチャネルに1チャネルを割り当てる必要があったので、情報チャネル数は最大で31となり、

情報伝送速度の最大速度は $31 \times 64 \text{ kbps} = 1.984 \text{ Mbps}$ となるが、差分 CDMA 伝送方式ではパイロットチャネルを必要としないため、すべてを情報チャネルに割り振ることができ、最大伝送速度が $32 \times 64 \text{ kbps} = 2.048 \text{ Mbps}$ となる、第 1 の効果が得られる。

静止電話モード (diff CDMA, st) において差分 CDMA 伝送方式は、図 16 に示すように、臨界伝送帯域幅が 2.56 MHz となる。伝送速度が 2.048 Mbps と大容量化していることが影響し、帯域幅を 2.33 MHz 以下に制限するとフロワーが生じる。しかし、この場合の周波数利用効率は、 0.88 bit/Hz 以上と極めて高い状態を要求するものである。このような、高効率な高度な周波数利用は、本発明で開示する仮想セグメントインターリープ技術を適用する場合を除いて、実現できない領域であり、現行の CDMA 伝送方式では 0.5 bit/Hz 程度の周波数利用効率が最も優れたデータであり、本発明の有効性は明らかである。

次に、静止電話モードの静止状態から携帯電話モード (diff CDMA, man) の 10 km/h のゆっくりした移動状態に移行した場合について、差分 CDMA 伝送方式の第 2 の効果が次のように確認できる。図 17 に示すように差分 CDMA 伝送方式において、臨界伝送帯域幅が 2.25 MHz と観測できる。従来の CDMA 伝送方式では、図 37 に示すように臨界伝送帯域幅が 3.46 MHz であった事と比較すれば、差分 CDMA 伝送方式の効果は顕著である。さらに高速な図 18 に示すように 100 km/h で走行している自動車電話モード (diff CDMA, car)においては、臨界伝送帯域幅が 6.74 MHz と観測できる。図 41 に示すように従来の CDMA 伝送方式では、幾ら伝送帯域幅を広げても通信できなかったのに対して、差分 CDMA 伝送方式は、 $E_b/N_0 \leq 20 \text{ dB}$ のやや強い受信電界を必要とするものの、BER ≤ 0.001 の高品位な通信を提供でき、その優位性を明確に示す。

このように、差分 CDMA 伝送方式が、優れた伝送特性を提供する理由は、図 19

に示す伝送路上の各チャネルのパワースペクトラム分布から容易に理解できる。同図において、縦軸は電力を、横軸は周波数を、 f_c はキャリア周波数を、 $f_c \pm W/2$ は伝送帯域の上下限周波数を、それぞれ表す。

すなわち、白抜きで示す情報チャネルのスペクトラムと、影を付けて示すパイロットチャネルのスペクトラムは、使用する拡散符号列が互いに異なるため、図に示すように互いに異なる周波数特性を有している。マルチレイレイレーフェーディングのような周波数選択性フェーディングが発生すると、各チャネルが周波数特性を持った歪みを受けることになる。これが周波数選択性フェーディングと呼ばれる現象であり、この影響は移動速度が増せばそれだけ強く受ける。

従来のCDMA伝送方式におけるパイロットでは、図19に示す情報チャネルに現われる位相誤差からパイロットチャネルに生じる位相誤差を引き、フェーディングの影響等を除去していた。この時、周波数特性を有する歪みを受けければ、パイロットチャネルにおける誤差と情報チャネルにおける誤差が互いに異なり、単純に位相差を求めるだけではフェーディングなどの擾乱を正確に抑圧できなくなる。

一方、本発明で開示する差分CDMA伝送方式では、隣接するシンボル区間における位相誤差を相殺する形でフェーディング誤差を除去していた。情報伝送には特定のチャネルしか使用していないので、特定チャネルのスペクトラムが周波数特性を有する歪みを受けても、情報を伝播するスペクトラムは同じ歪みしか受けず、周波数選択性フェーディングの影響は軽微になる。更に、フェーディング周期に比較しシンボル区間は桁違いに短く、隣接シンボル区間では周波数選択性フェーディング歪みの周波数特性は準定常となり、隣接シンボル区間の位相誤差を相殺する事で、差分CDMA伝送方式は周波数選択性フェーディングを略完全に抑圧でき、新高品位な通信を実現できる事になる。しかし、自動車電話モードで伝送帯域幅を6.40MHz以下に設定する場合に現われる軽微な不都合は、高速なフェーディング現象により送信信号の

帯域幅が制限周波数帯域幅を越え拡散することが原因と考えられる。

図20 (is95_c.p.man) は、本発明の位相連續化技術を、従来のCDMA伝送方式に適用した場合について、前述の携帯電話モードで通信したシミュレーション結果を示す。

縦軸はBERを、横軸はEb/N₀を表す。臨界伝送帯域幅が3.28MHzと観測でき、図37に示す位相連續化技術を適用しない従来のCDMA伝送方式に観られた臨界伝送帯域幅の3.46MHzと比べれば明らかになるように、より狭帯域化で出来る事が示される。さらに、図21 (diff_CDMA_c.p.man) は、本発明の位相連續化技術を、図1の差分CDMA伝送方式に適用した場合について、同じ携帯電話モード (diff_CDMA_c.p.man) で通信したシミュレーション結果を示す。臨界伝送帯域幅は2.17MHzと観測でき、図17に示す差分CDMA伝送方式の臨界伝送帯域幅の2.25MHzを更に狭帯域化しており、位相連續化技術の効果が確認できる。

図22 (diff_CDMA_c.s.man) は、本発明のチップ波形連續化技術を、図1の差分CDMA伝送方式に適用した場合について、携帯電話モードで通信したシミュレーション結果を示す。縦軸はBERを、横軸はEb/N₀を表す。臨界伝送帯域幅が2.17MHzと観測でき、図17に示すチップ波形連續化技術を適用しない差分CDMA伝送方式の臨界伝送帯域幅の2.25MHzより狭帯域化しており、チップ波形連續化技術の効果は確認できる。

図23 (is95_CPS.man) は、本発明の位相連續化技術とチップ波形連續化技術を、従来のCDMA伝送方式に適用した場合について、携帯電話モードで通信したシミュレーション結果を示す。縦軸はBERを、横軸はEb/N₀を表す。臨界伝送帯域幅が3.28MHzと観測でき、図37に示す位相連續化並びにチップ波形連續化技術を適用しない従来のCDMA伝送方式における臨界伝送帯域幅の3.4

6 MHz より狭帯域化されている事が示される。さらに、図24 (d i f f C D M A _ c p s . m a n) は、本発明の位相連続化技術とチップ波形連続化技術を、図1に示す差分C D M A 伝送方式に適用した場合に付いて、携帯電話モード (d i f f C D M A _ c p s . m a n) で通信したシミュレーション結果を示す。縦軸はB E R を、横軸はE b / N o を表す。臨界伝送帯域幅が2. 14 MHz と観測でき、図37に示す位相連続化ならびにチップ波形連続化技術を適用しない従来のC D M A 伝送方式における臨界伝送帯域幅の2. 25 MHz より狭帯域化で出来る事が示され、位相連続化技術ならびにチップ波形連続化技術を同時に適用する効果が明確に示されている。

図25 (d i f f C D M A _ V S I . c a r) は、本発明の仮想セグメントインターリープ技術を、図1の差分C D M A 伝送方式に適用した場合に付いて、自動車電話モードで通信したシミュレーション結果を示す。縦軸はB E R を、横軸はE d / N o を表す。臨界伝送帯域幅が0. 80 MHz と観測でき、図18に示すチップ波形連続化技術を適用しない差分C D M A 伝送方式における臨界伝送帯域幅の6. 74 MHz より狭帯域化されており、仮想セグメントインターリープ技術の効果は確認できる。この臨界伝送帯域幅では、周波数利用効率が2. 5 b i t / H z と改善効果は著しい。

ここで、上記実施の形態では、本発明の効果を専ら無線伝送方式を例に採り説明してきた。本発明は、ファイバ等を用いる光通信方式にも適用することが可能であり、無線伝送に適用したと同様な効果を得る事ができる。すなわち、光通信方式における擾乱要因としての、一般的に光源として使用されているレーザの発光波長すなわち発振周波数のドリフトは、既に説明した無線伝送方式のドップラーシフトに対応させることができる。ファイバのコアを進行する光のモードとして、直進するモードと僅かに傾きながらコアとクラッド間で反射を繰り返しながら進行するモードなどが存在する。これらのモード間の光は互いに干渉し、この干渉は無線伝送方式におけるフェー

ディング現象に対応させることができる。さらに、光通信がインテンシティから波長多重コヒレント通信へ進展するとき、ドップラーシフトに対応する光源の発振周波数のドリフトや、マルチレイ・フェーディングに対応するモード間干渉ならびに波長間干渉は、より顕著になり、本発明の効果はより著しくなる。

請求の範囲

1. 送信側に、情報に対応してキャリア信号を差分符号化位相変調して、一次変調波を得る手段と、該一次変調波に拡散符号をシンボル期間内で複数繰り返し乗じ、複数の送信セグメントからなる拡散信号を発生・送信する手段を有し、

受信側に、準同期検波および逆拡散、ならびに差分演算を施して、過去のシンボルと現在のシンボルとの位相差を検出する手段と、該検出した位相差を当該シンボルの情報として出力する手段を有することを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

2. 送信側に、情報に対応してキャリア信号を位相変調して、一次変調波を得る手段と、該一次変調波の該シンボル端部領域における位相の値の急激な変動を排除する手段と、該シンボル端部領域における位相の値の急激な変動を排除された一次変調波に拡散符号を乗じ、拡散信号を発生・送信する手段を有し、

受信側に、受信した該拡散信号に対応して逆拡散符号を乗じ得られる値の総和を求め逆拡散して情報を復元する手段を有することを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

3. 送信側に、情報に対応してキャリア信号を位相変調して、一次変調波を得る手段と、拡散符号期間の端部領域における拡散符号の値の急激な変動を排除する手段と、該一次変調波に該端部領域における拡散符号の値の急激な変動を排除された拡散符号を乗じ、拡散信号を発生・送信する手段を有し、

受信側に、受信した該拡散信号に対応して逆拡散符号を乗じ得られる値の総和を求め逆拡散して情報を復元する手段を有することを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

4. 送信側に、情報に対応してキャリア信号を位相変調して、一次変調波を得る手段と、該一次変調波に拡散符号系列をシンボル期間内で複数回繰り返し乗じ、複数の

送信セグメントからなる拡散信号を発生・送信する手段を有し、

受信側に、受信した該拡散信号の送信セグメントに対応して逆拡散符号を乗じ得られる値の総和を求め逆拡散して情報を復元する手段を有し、該受信側の復元手段は、送信セグメントに重ね合わせ設定した仮想セグメントにおいて該逆拡散を行うことを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

5. 請求項 1において、

更に、前記送信側に、前記一次変調波のシンボル端部領域における位相の値の急激な変動を排除する手段を有することを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

6. 請求項 1において、

更に、前記送信側に、前記拡散符号の拡散符号期間の端部領域における拡散符号の値の急激な変動を排除する手段を有することを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

7. 請求項 1において、

更に、前記受信側に、受信した該拡散信号の送信セグメントに対応して逆拡散符号系列を乗じ得られる値の総和を求め逆拡散して情報を復元する手段を有し、該受信側の復元手段は、受信セグメントに重ね合わせ設定した仮想セグメントにおいて該逆拡散を行うことを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

8. 請求項 5において、

更に、前記送信側に、前記拡散符号の拡散符号期間の端部領域における拡散符号の値の急激な変動を排除する手段を有することを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

9. 請求項 5において、

更に、前記受信側に、受信した該拡散信号の送信セグメントに対応して逆拡散符号系列を乗じ得られる値の総和を求め逆拡散して情報を復元する手段を有し、該受信側

の復元手段は、受信セグメントに重ね合わせ設定した仮想セグメントにおいて該逆拡散を行うことを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

1 0. 請求項 6 において、

更に、前記受信側に、受信した該拡散信号の送信セグメントに対応して逆拡散符号を乗じ得られる値の総和を求め逆拡散して情報を復元する手段を有し、該受信側の復元手段は、受信セグメントに重ね合わせ設定した仮想セグメントにおいて該逆拡散を行うことを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

1 1. 請求項 8 において、

更に、前記受信側に、受信した該拡散信号の送信セグメントに対応して逆拡散符号系列を乗じ得られる値の総和を求め逆拡散して情報を復元する手段を有し、該受信側の復元手段は、受信セグメントに重ね合わせ設定した仮想セグメントにおいて該逆拡散を行うことを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

1 2. 請求項 2 において、

更に、前記送信側に、前記拡散符号の拡散符号期間の端部領域における拡散符号の値の急激な変動を排除する手段を有することを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

1 3. 請求項 2 において、

更に、前記送信側の前記復元手段は、受信セグメントに重ね合わせ設定した仮想セグメントにおいて逆拡散を行うことを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

1 4. 請求項 1 2 において、

更に、前記送信側の前記復元手段は、受信セグメントに重ね合わせ設定した仮想セグメントにおいて逆拡散を行うことを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

1 5. 請求項 3 において、

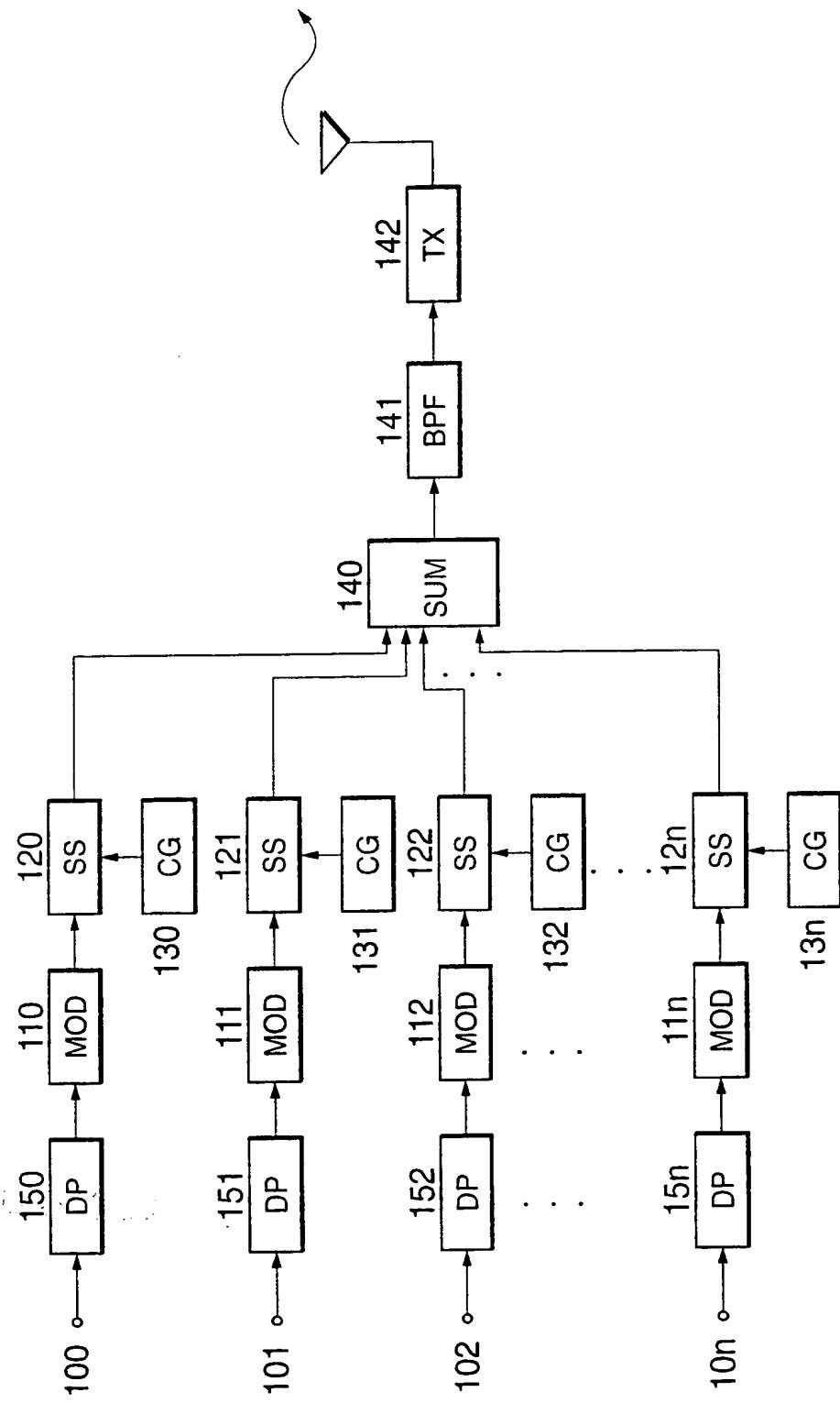
更に、前記送信側の前記復元手段は、受信セグメントに重ね合わせ設定した仮想セ

グメントにおいて逆拡散を行うことを特徴とする符号分割多元接続伝送方式。

THIS PAGE BLANK (USPTO)

図1

差分CDMA送信機の構成例

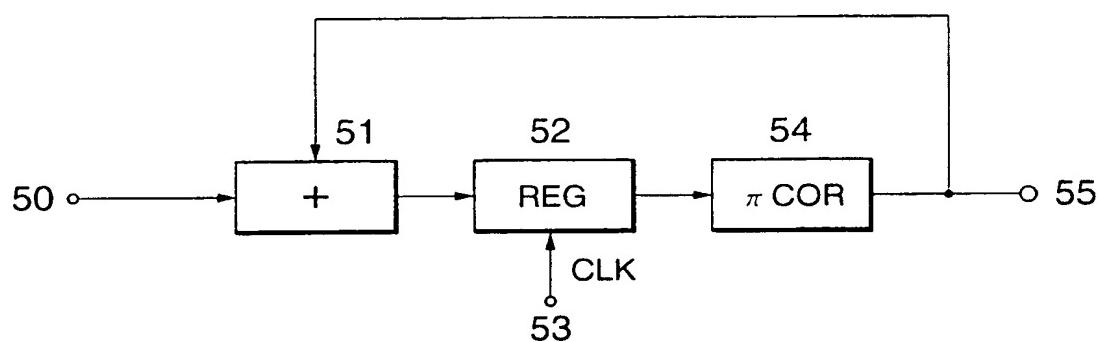


THIS PAGE BLANK (USPTO)

2/38

図2

差分符号化回路（DP）の詳細構成例

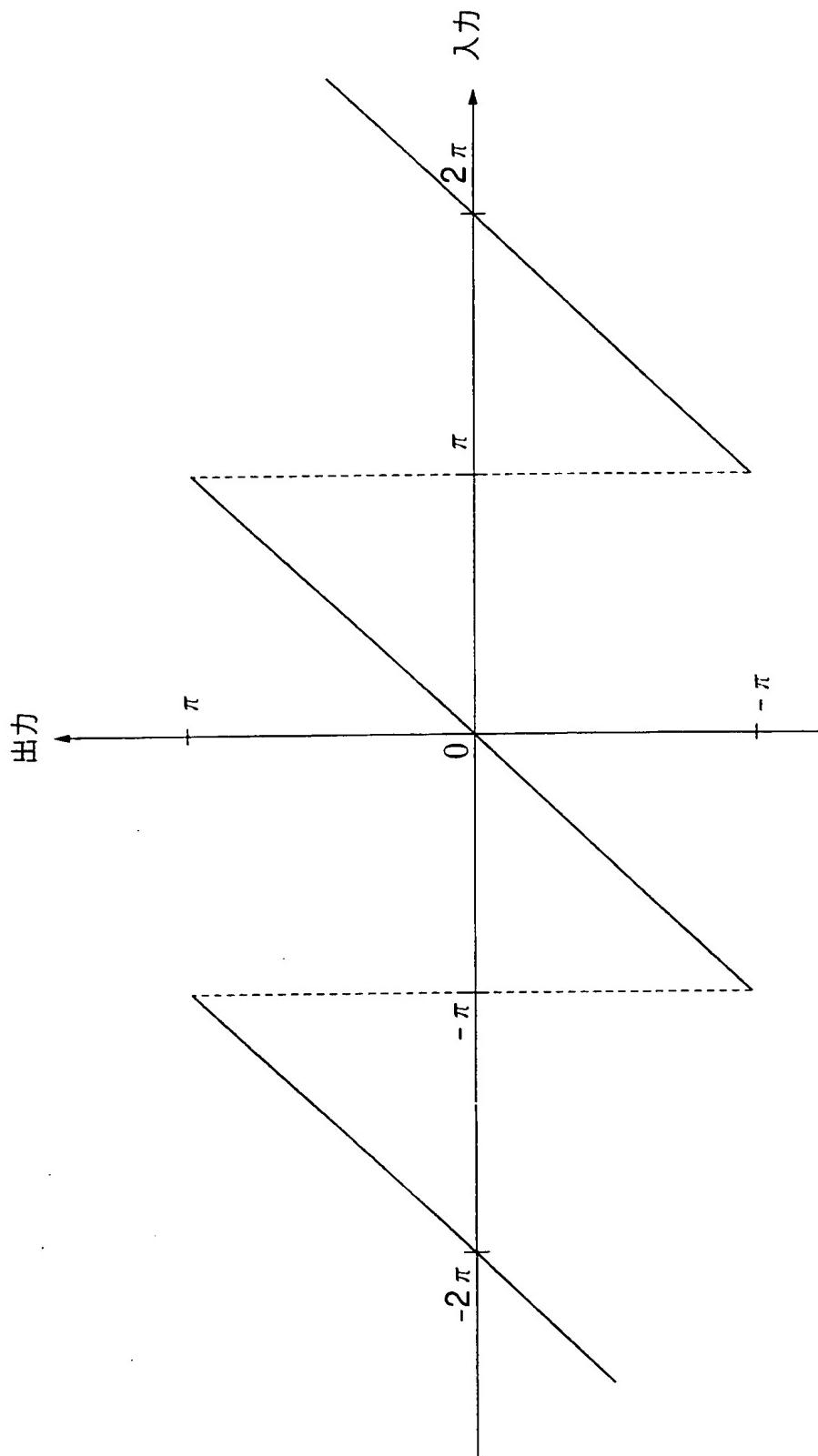


THIS PAGE BLANK (USPTO)

THIS PAGE BLANK (USPTO)

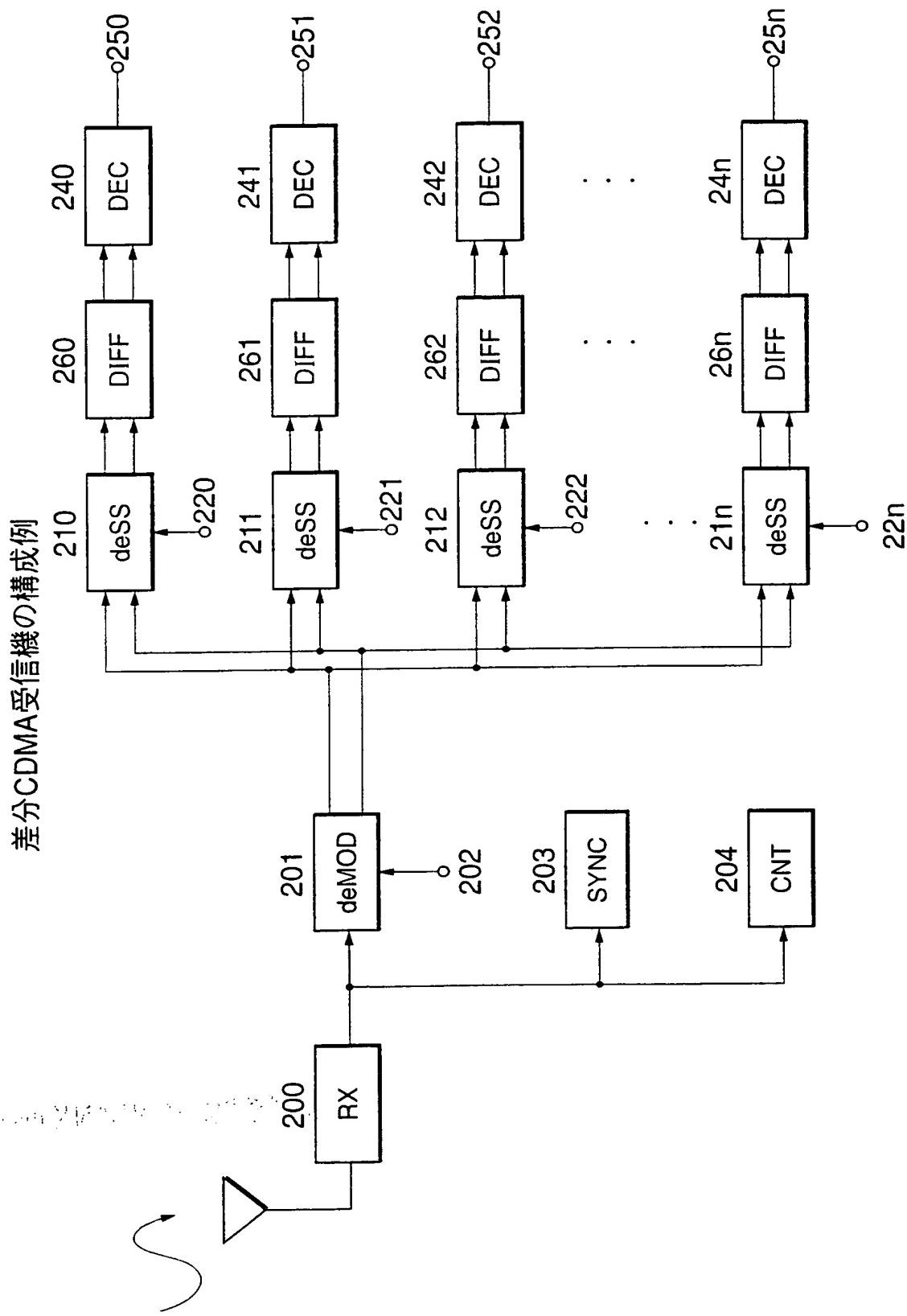
図3

π コレクタ回路 (π COR) の入出力特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

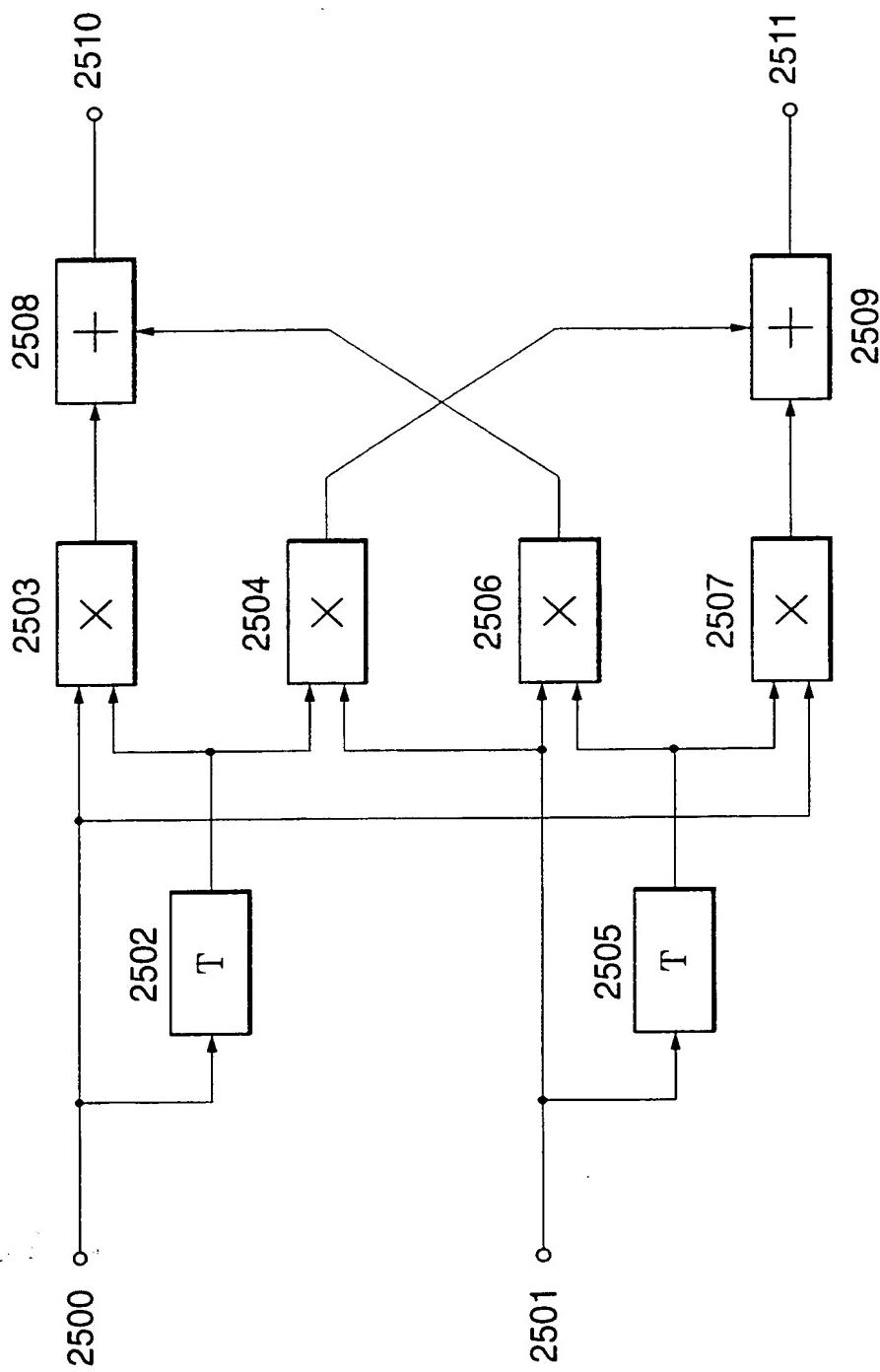
図4



THIS PAGE BLANK (USPTO)

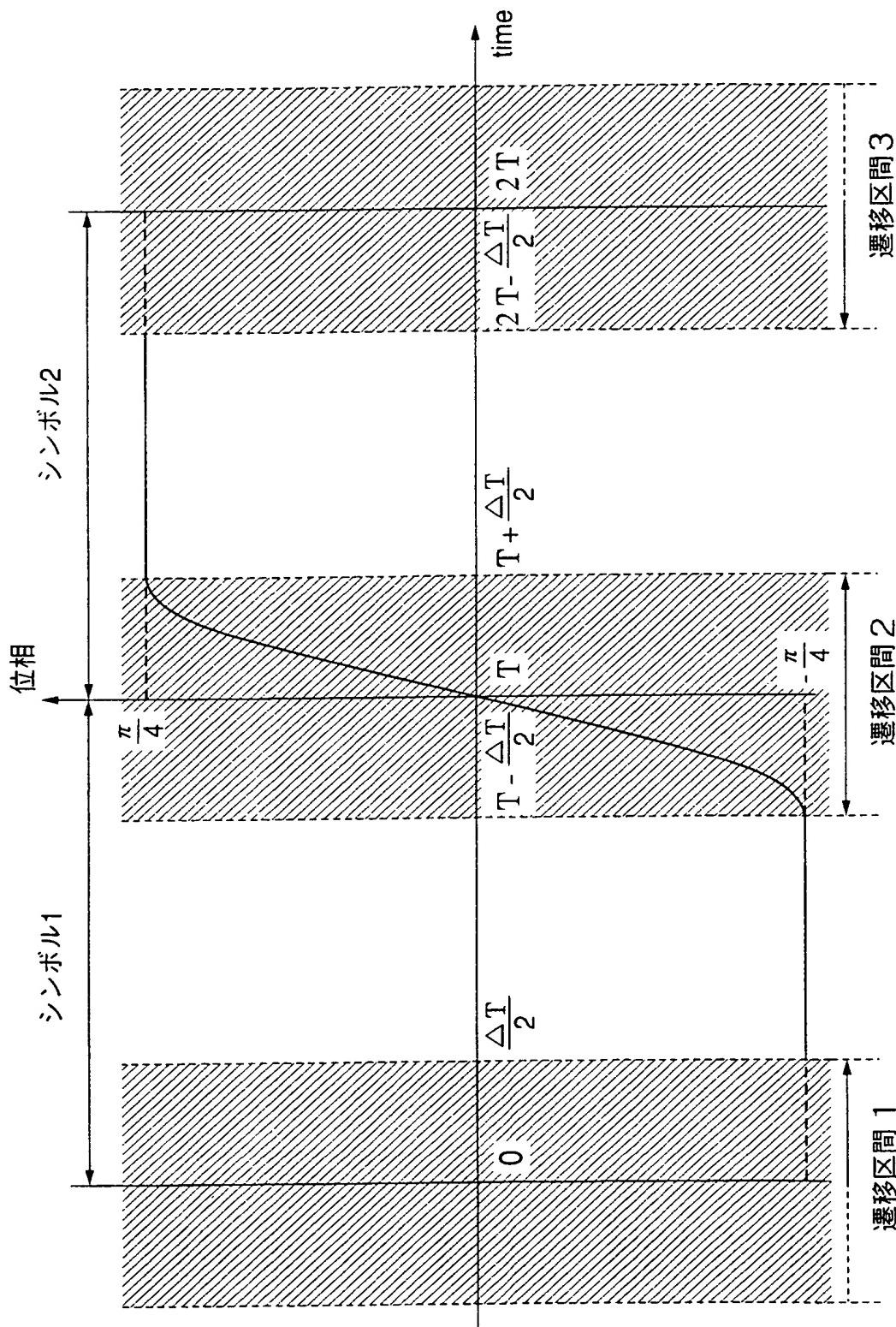
図5

差分回路 (DIFF) の詳細構成例



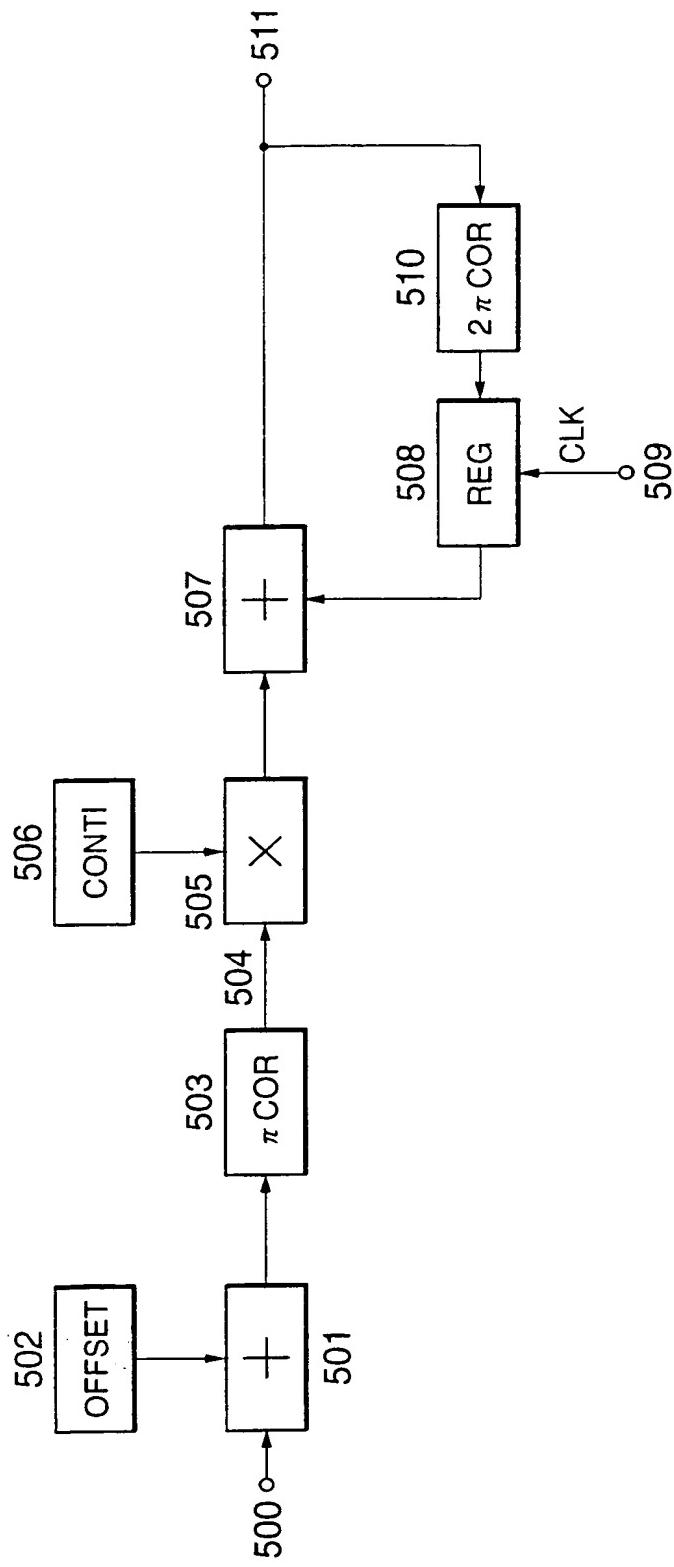
THIS PAGE BLANK (USPTO)

図6
情報位相の模式図



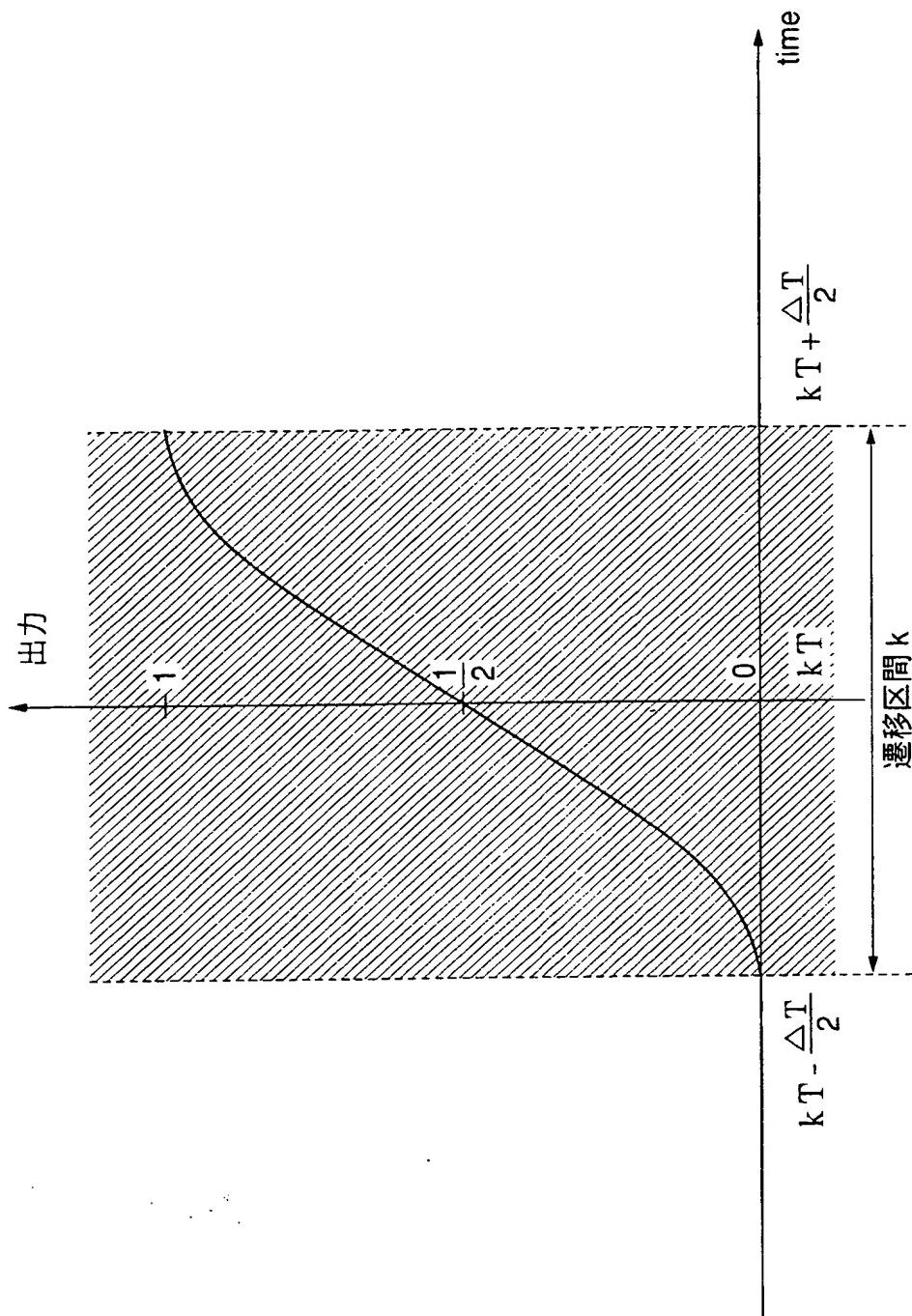
THIS PAGE BLANK (USPTO)

図7
位相連続差分符号化回路 (DP-CP) の詳細構成例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

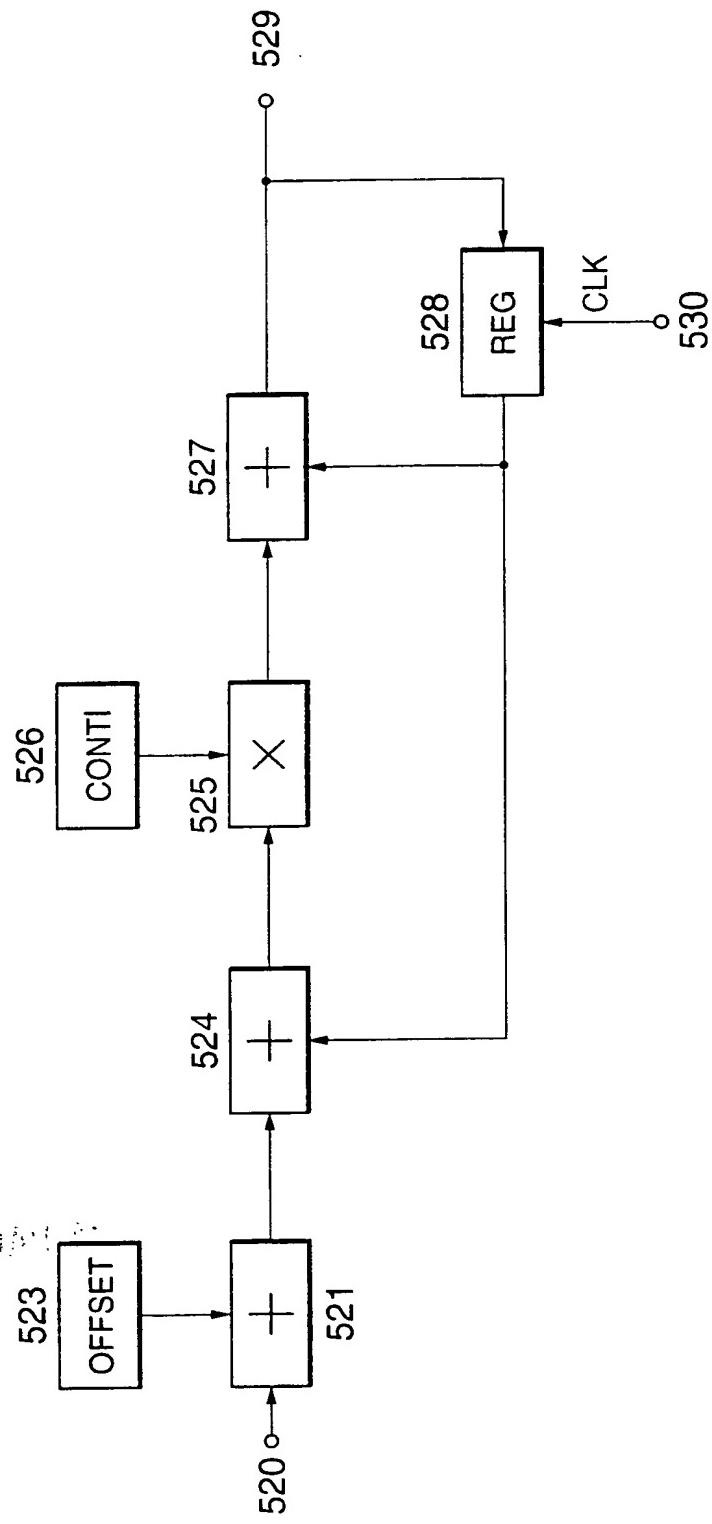
図8
連続化回路 (CONTI) の時間応答



THIS PAGE BLANK (USPTO)

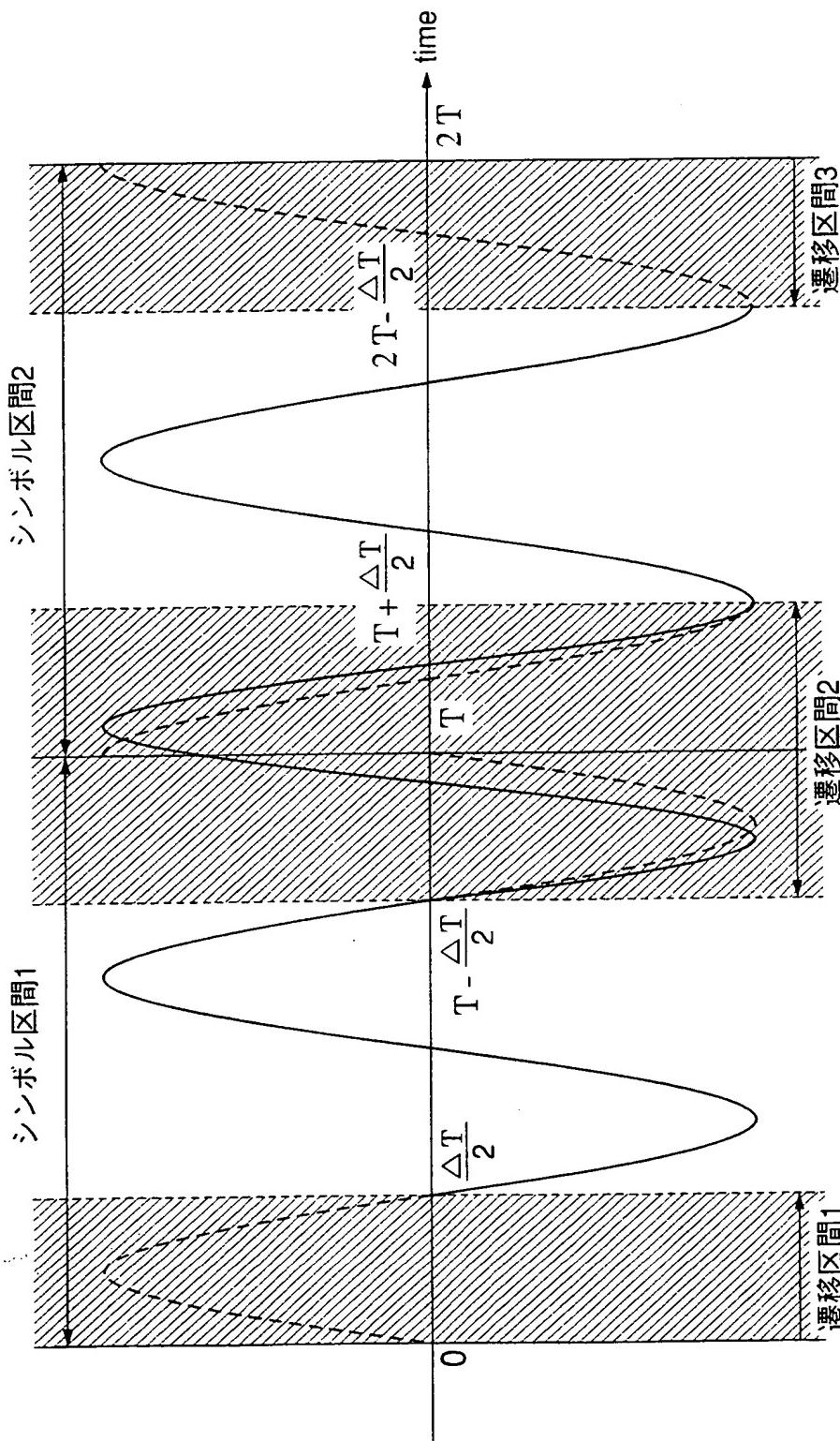
位相連続回路 (CP) の詳細構成例

図9



THIS PAGE BLANK (USPTO)

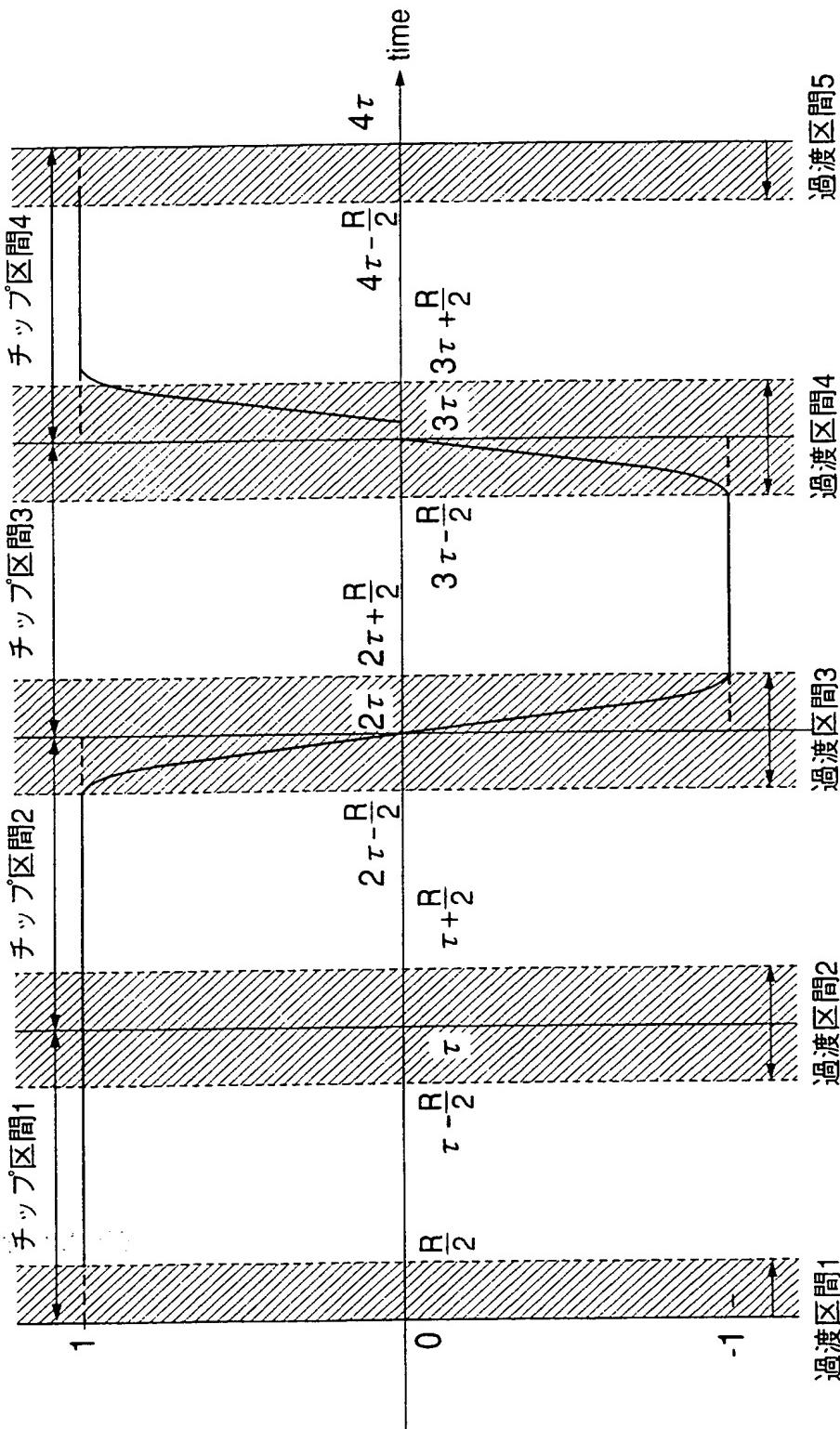
図10
一次変調波形の模式図



THIS PAGE BLANK (USPTO)

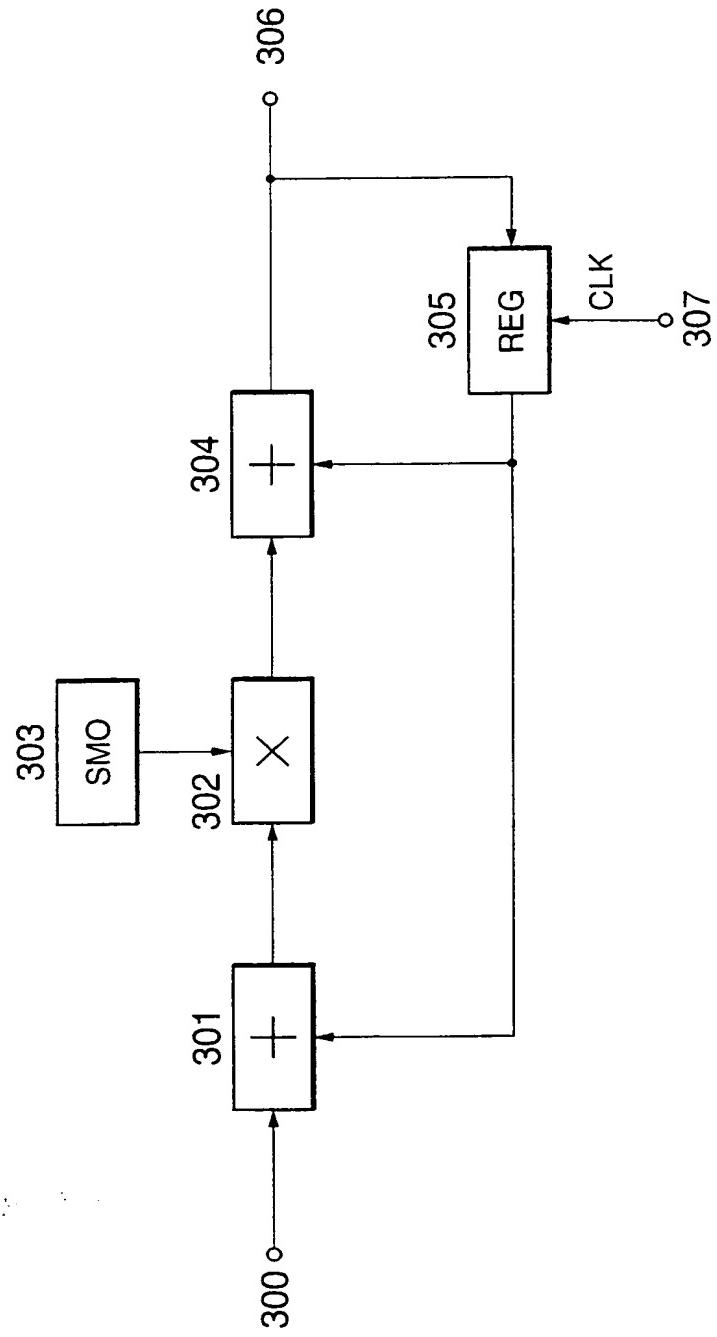
拡散符号列波形の模式図

図11



THIS PAGE BLANK (USPTO)

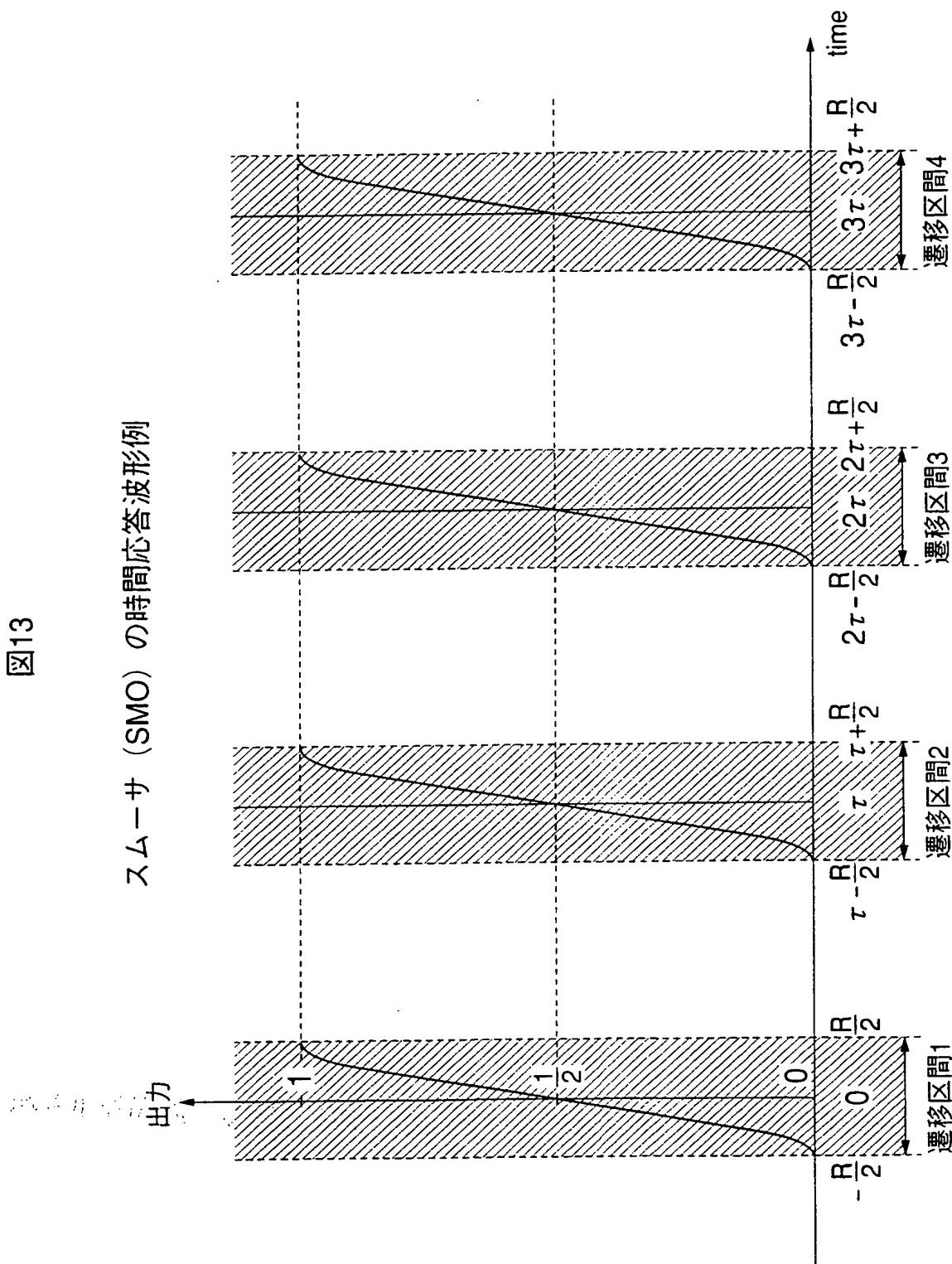
図12 拡散符号列波形連続化回路 (CODE-CS) の詳細構成例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図13

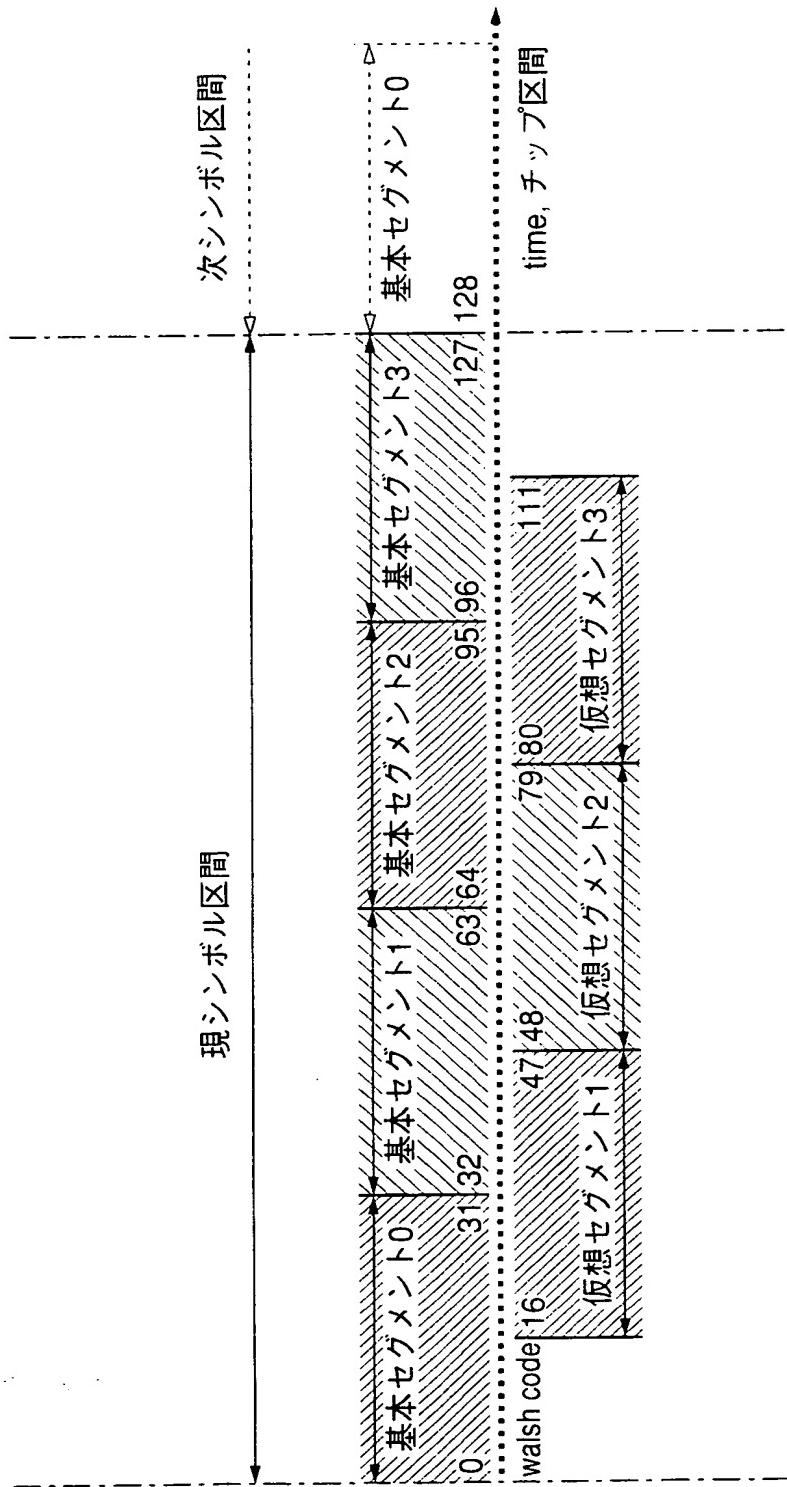
スムーサ (SMO) の時間応答波形例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図14

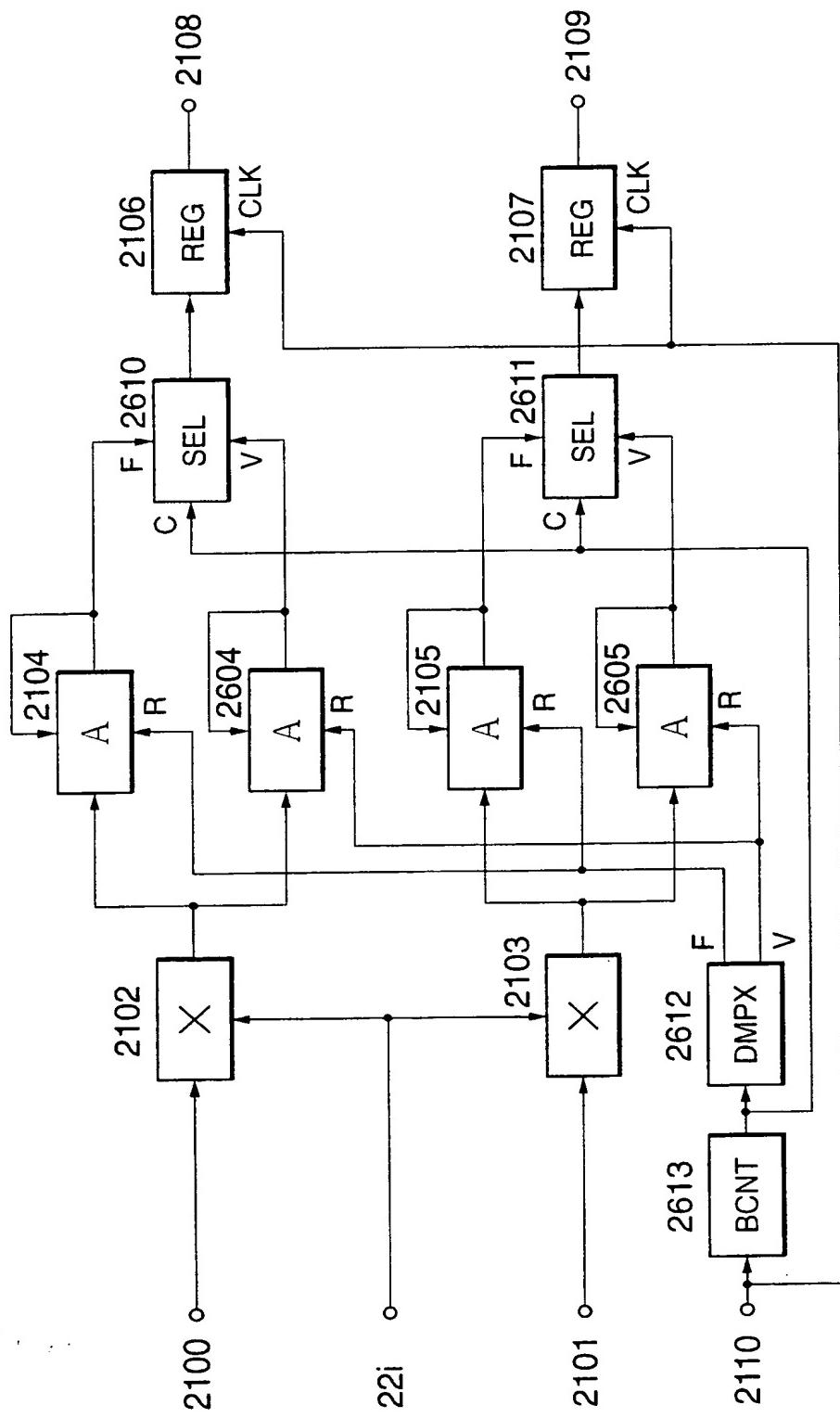
仮想セグメント・インターリーブの構造例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図15

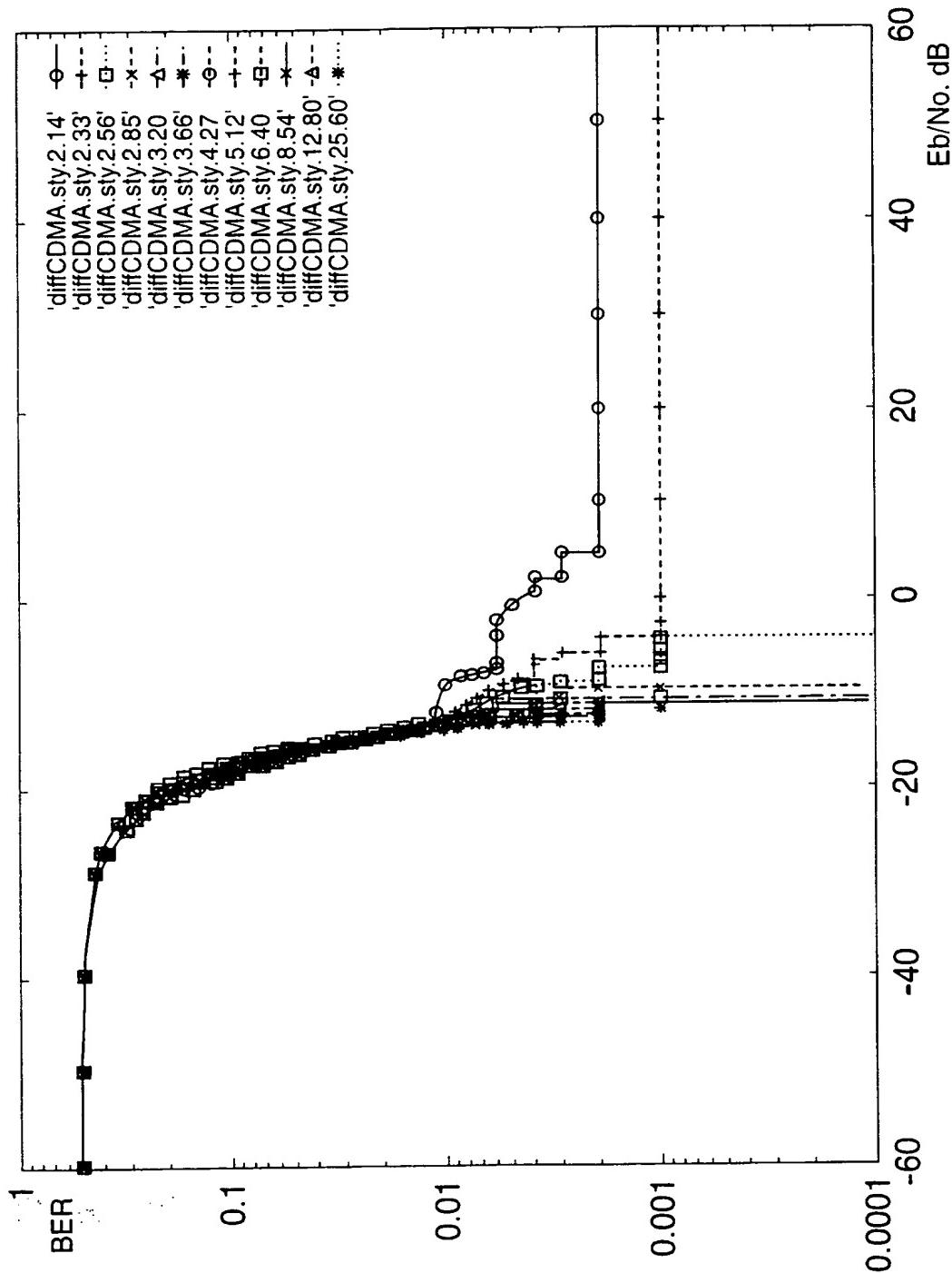
仮想セグメント・インターリーブ逆拡散回路 (deSS-VSI) の詳細構成例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図16

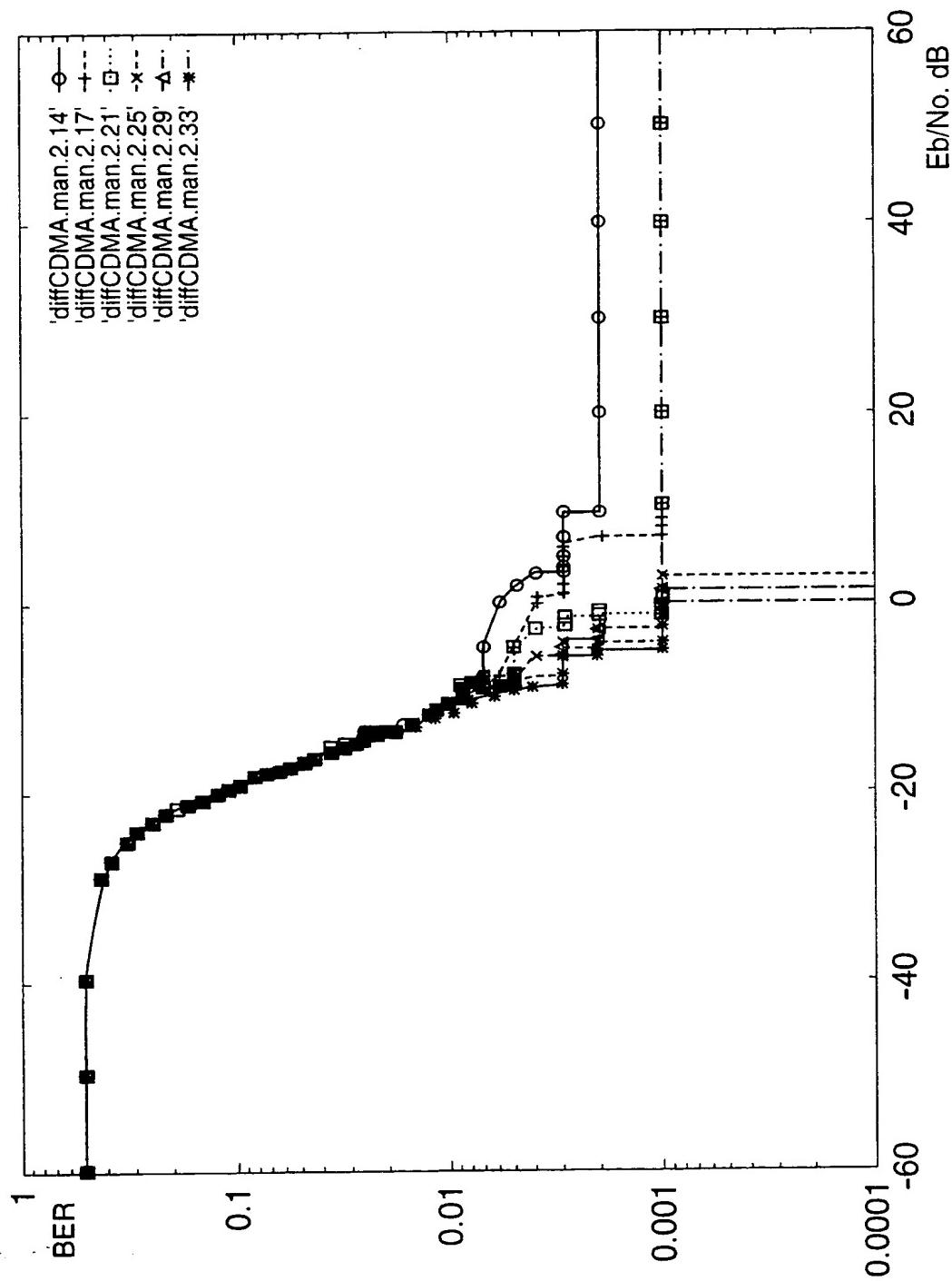
差分CDMA伝送方式の静止電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図17

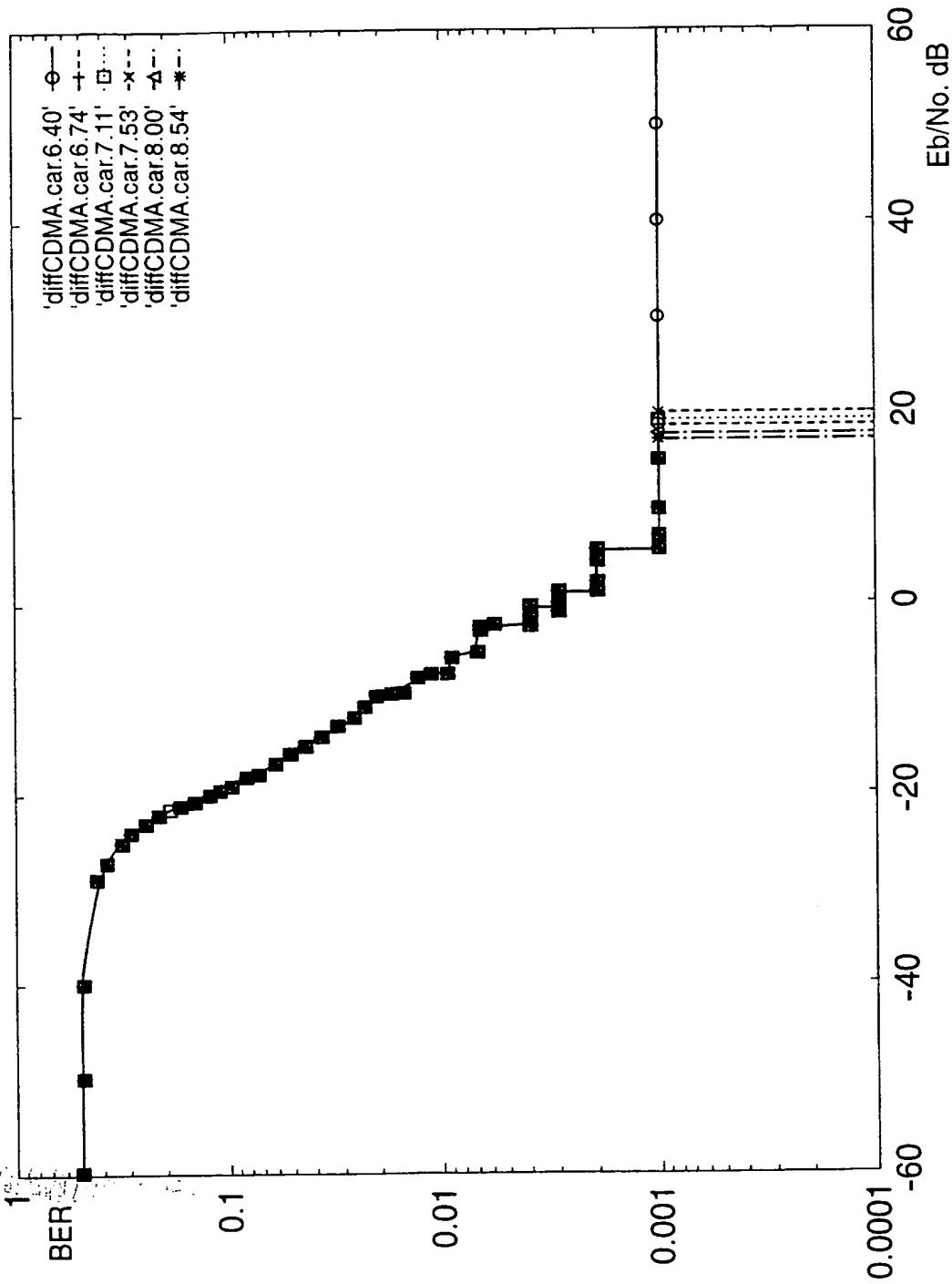
差分CDMA伝送方式の携帯電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図18

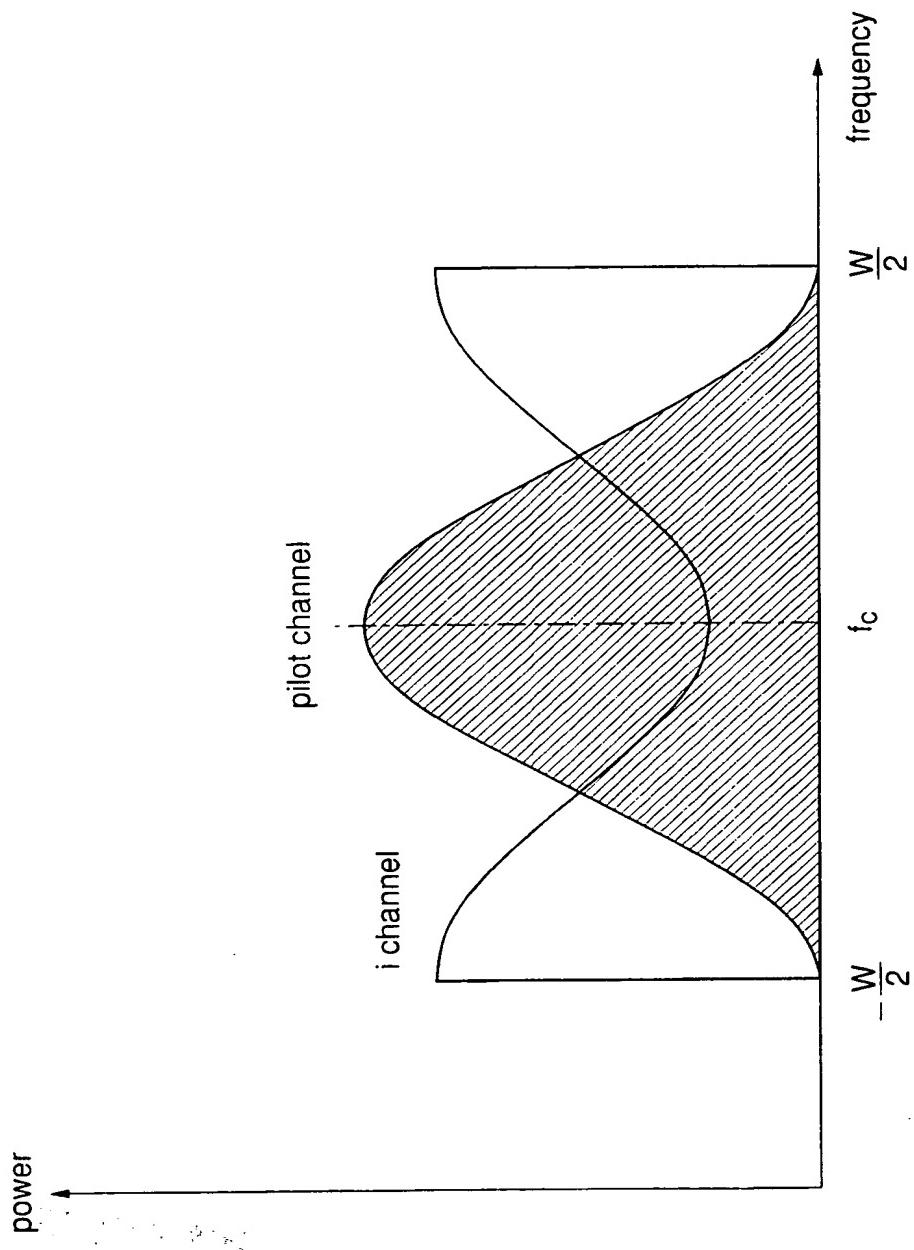
差分CDMA伝送方式の自動車電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図19

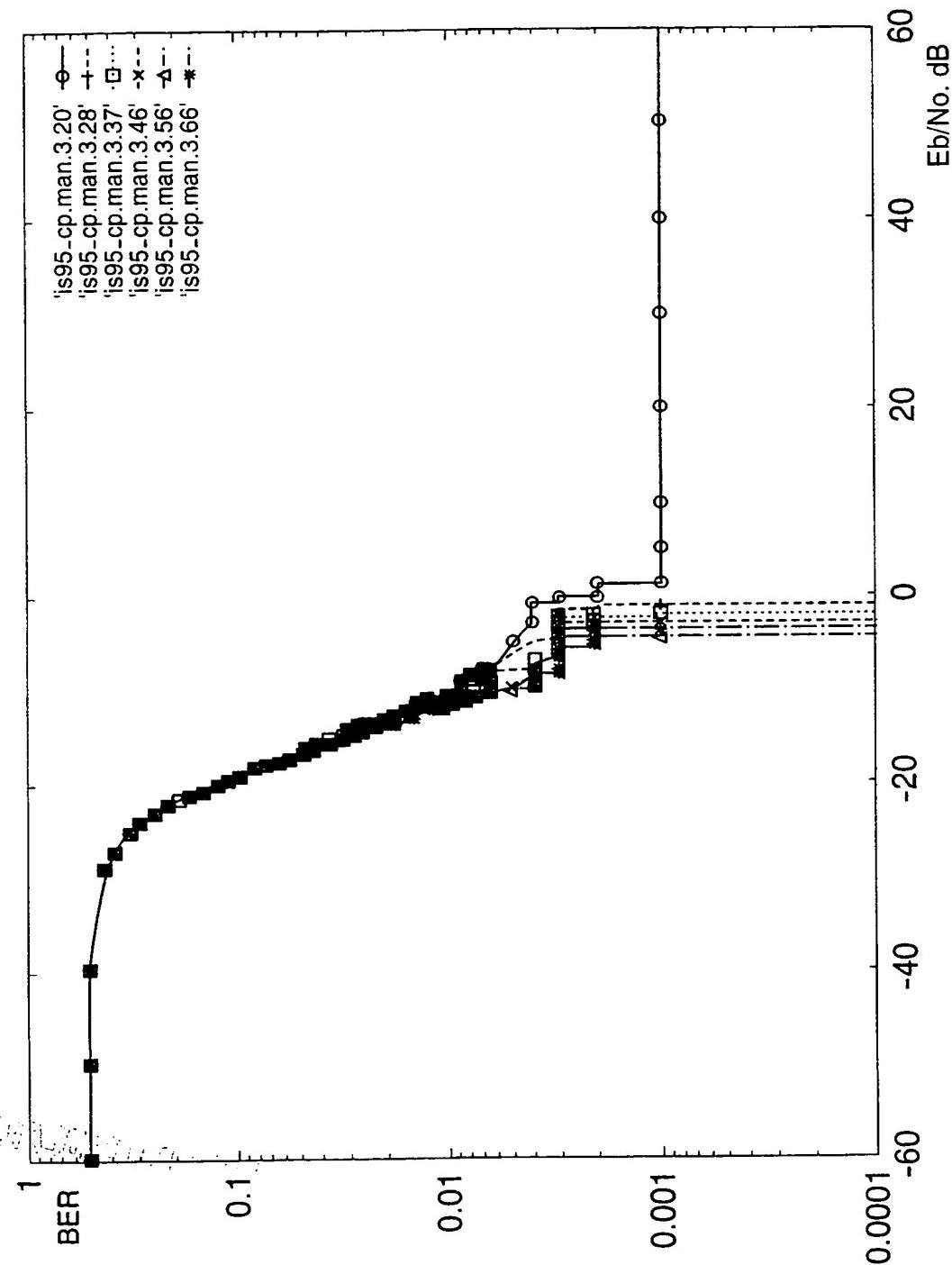
パワースペクトラムの模式図



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図20

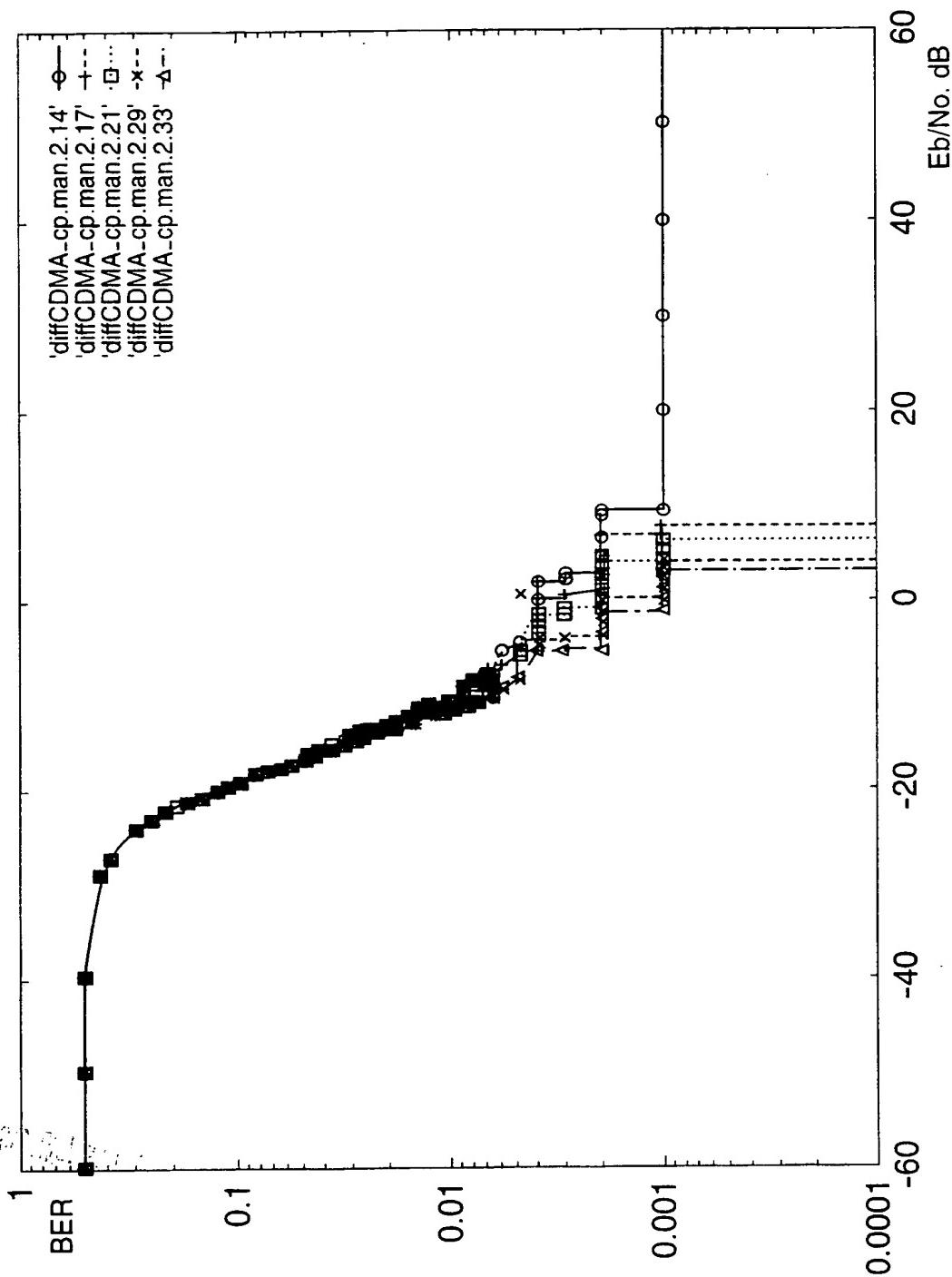
位相連続化・バイロット伝送方式の携帯電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図21

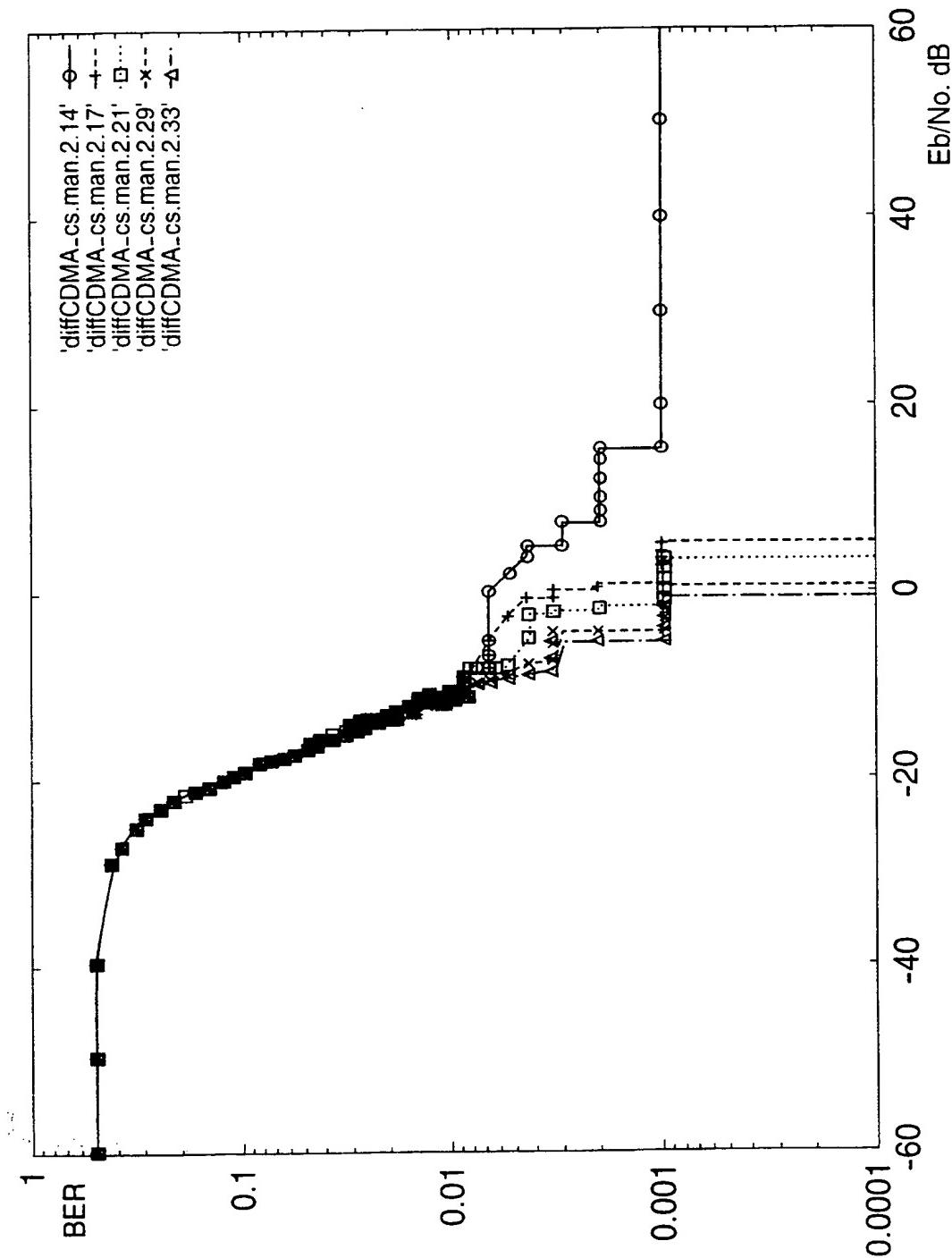
位相連続化・差分CDMA伝送方式の携帯電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図22

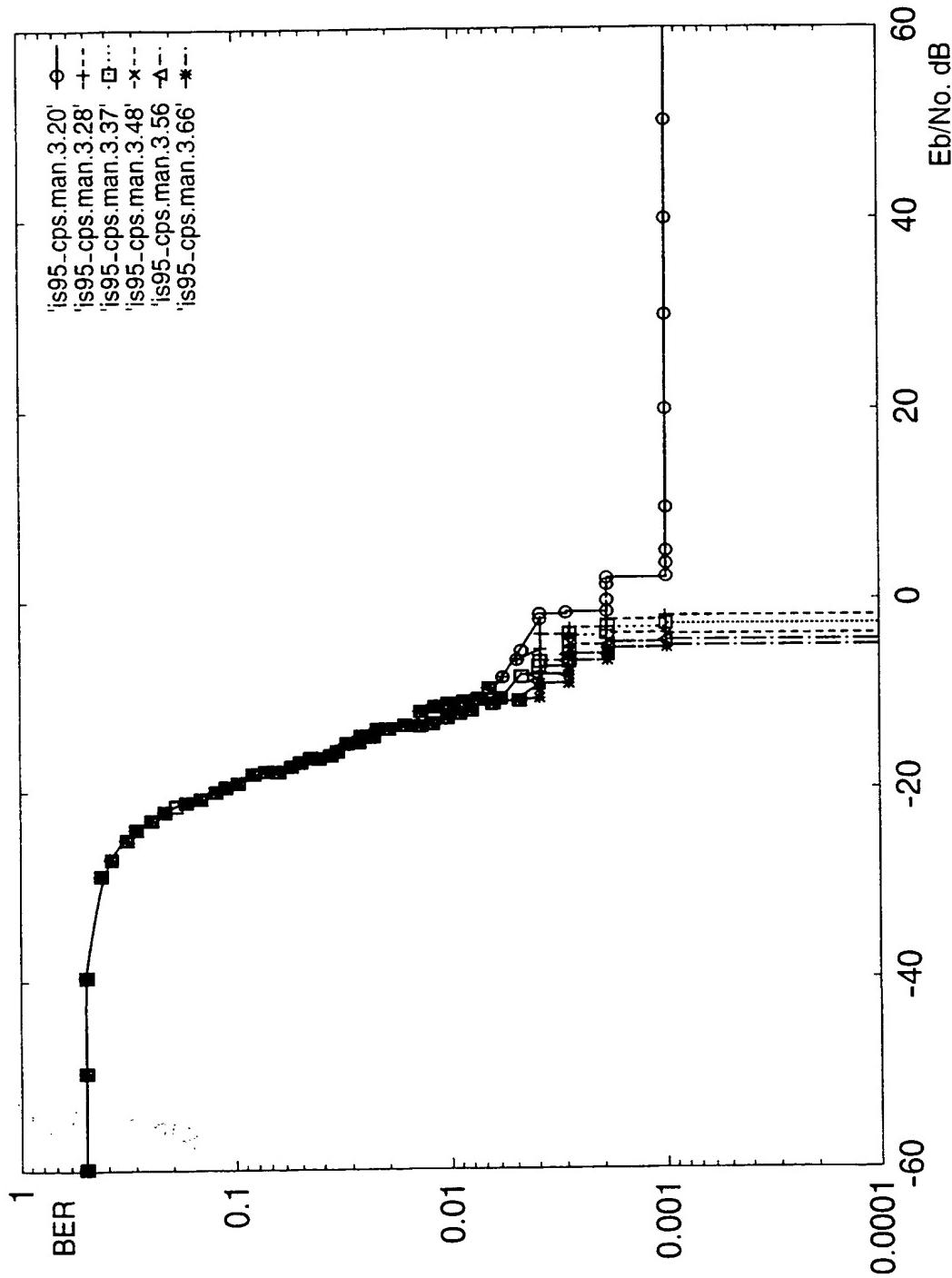
チップ連続化・差分CDMA伝送方式の携帯電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図23

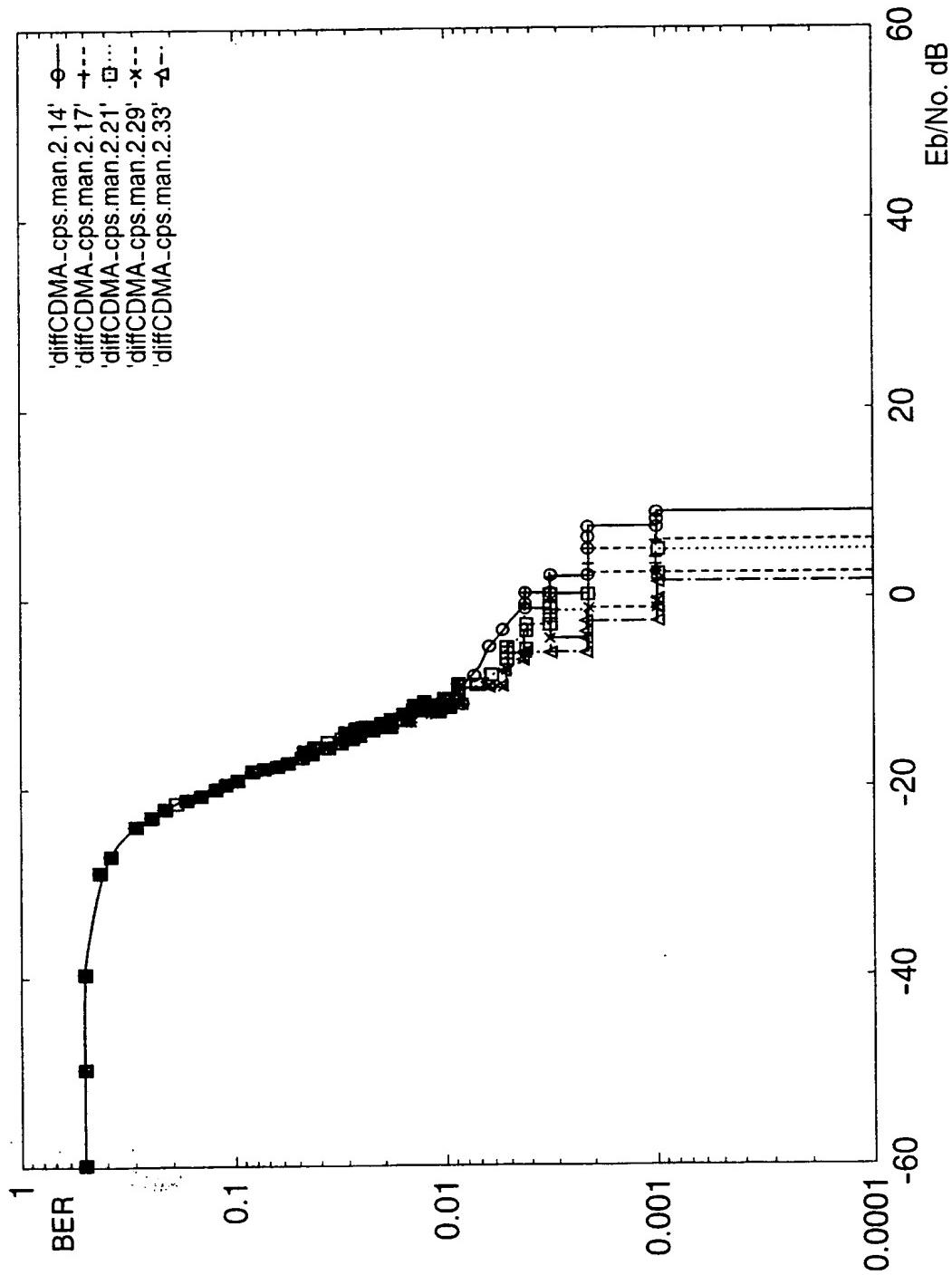
位相・チップ連続化・バイロット伝送方式の携帯電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図24

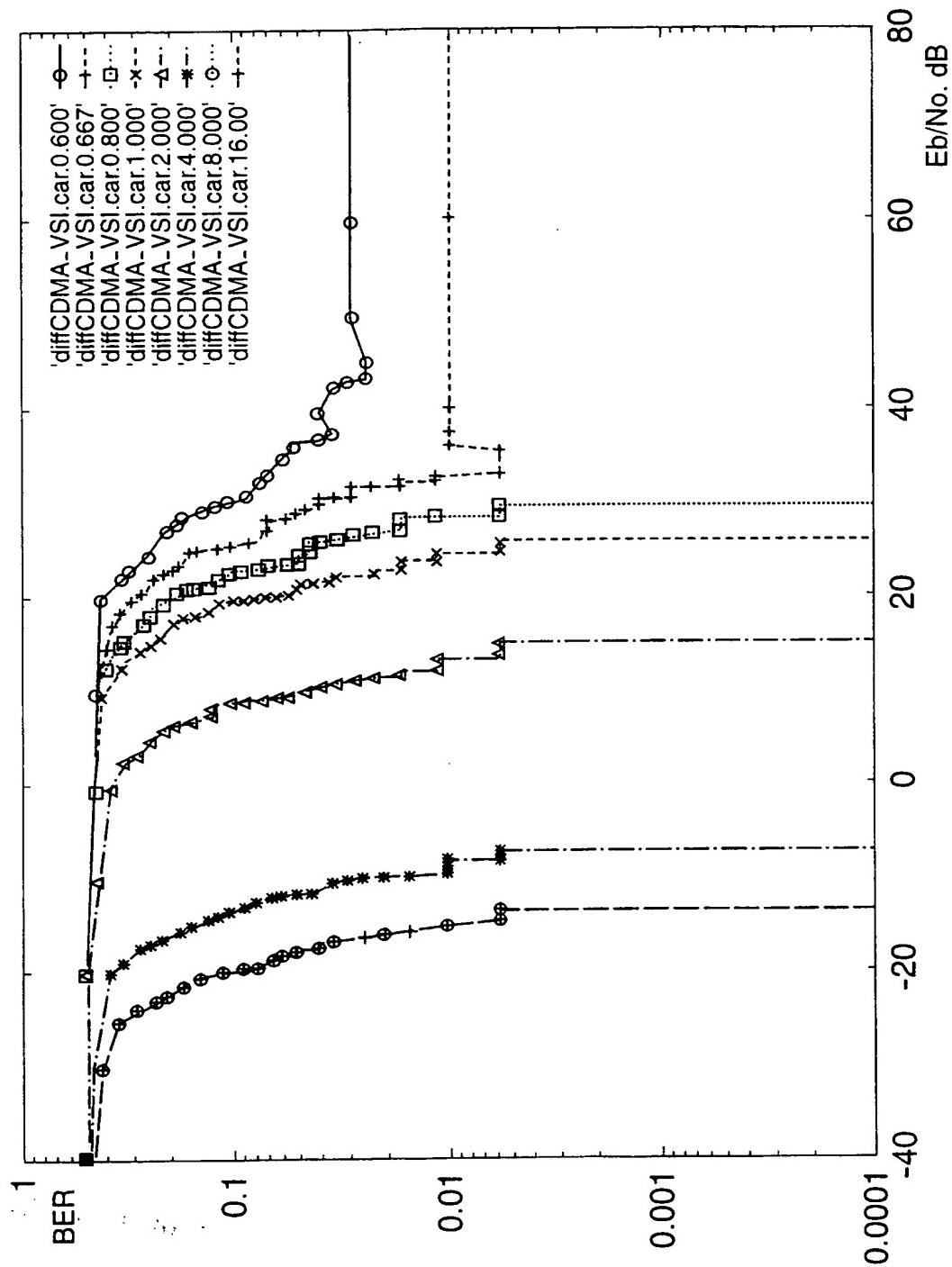
位相・チップ連続化・差分CDMA伝送方式の携帯電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

25

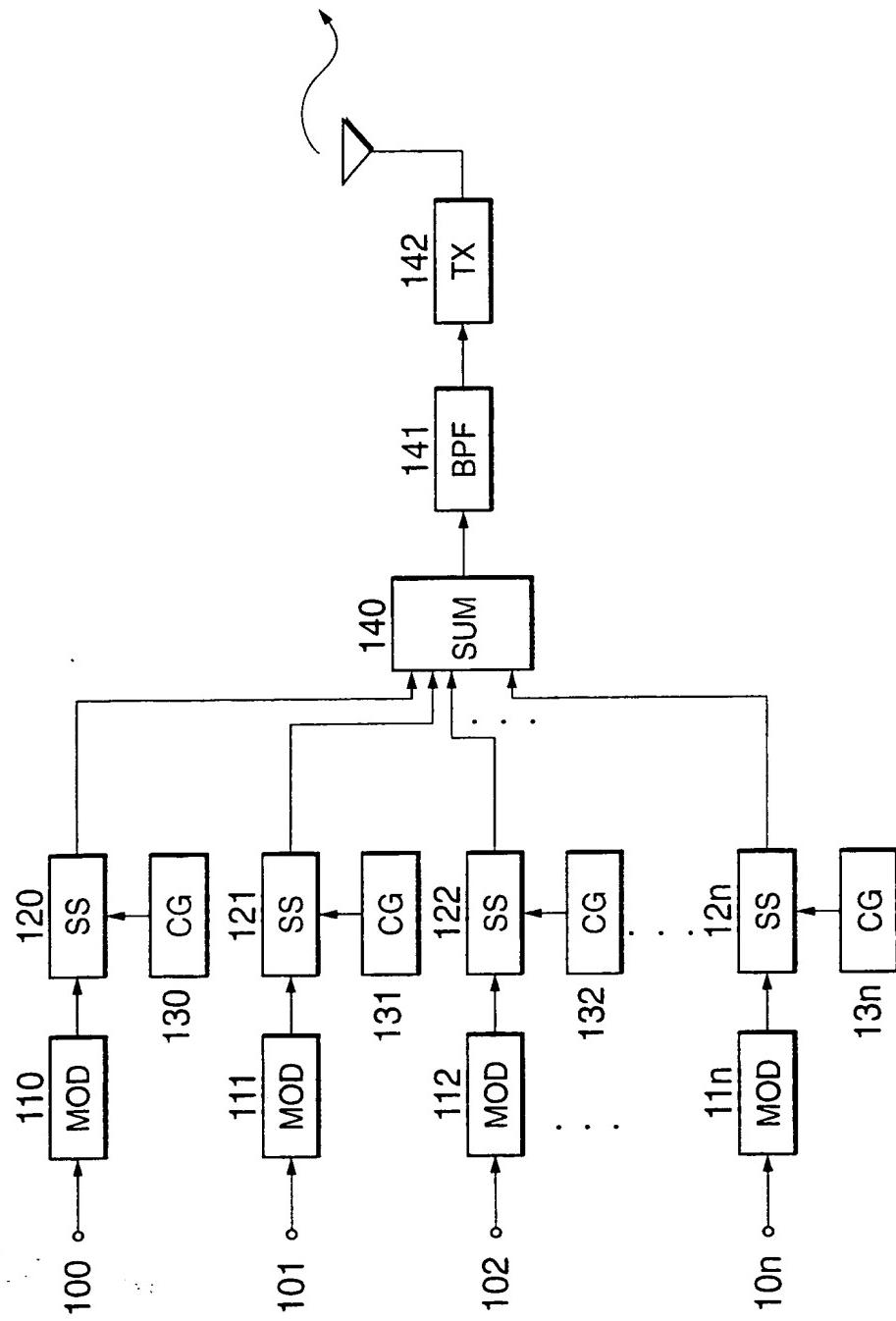
仮想セグメント・差分CDMA伝送方式の自動車電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図26

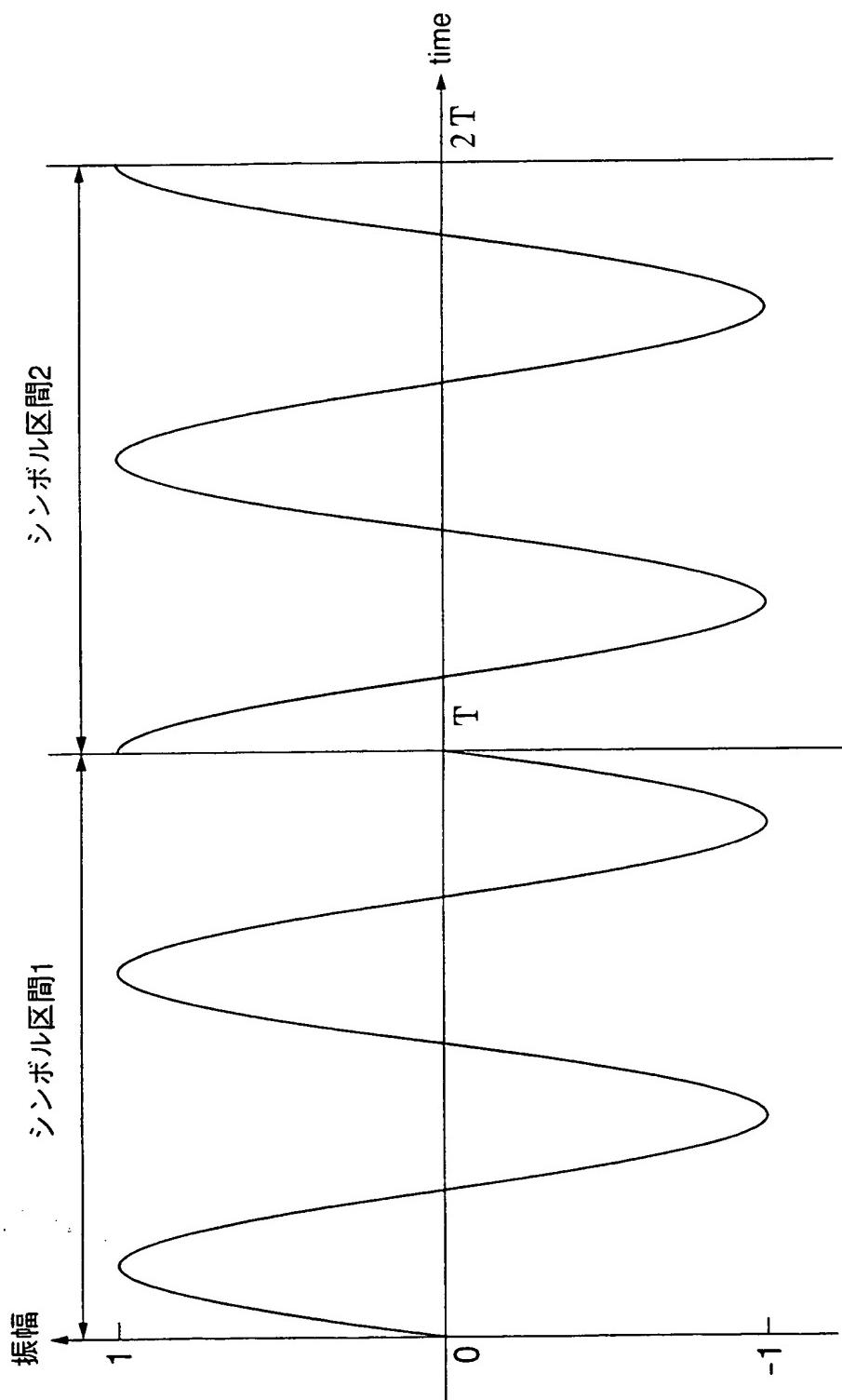
従来のCDMA送信機の構成例



PAGE BLANK (USPTO)

図27

一次変調波とシンボル構造の模式図



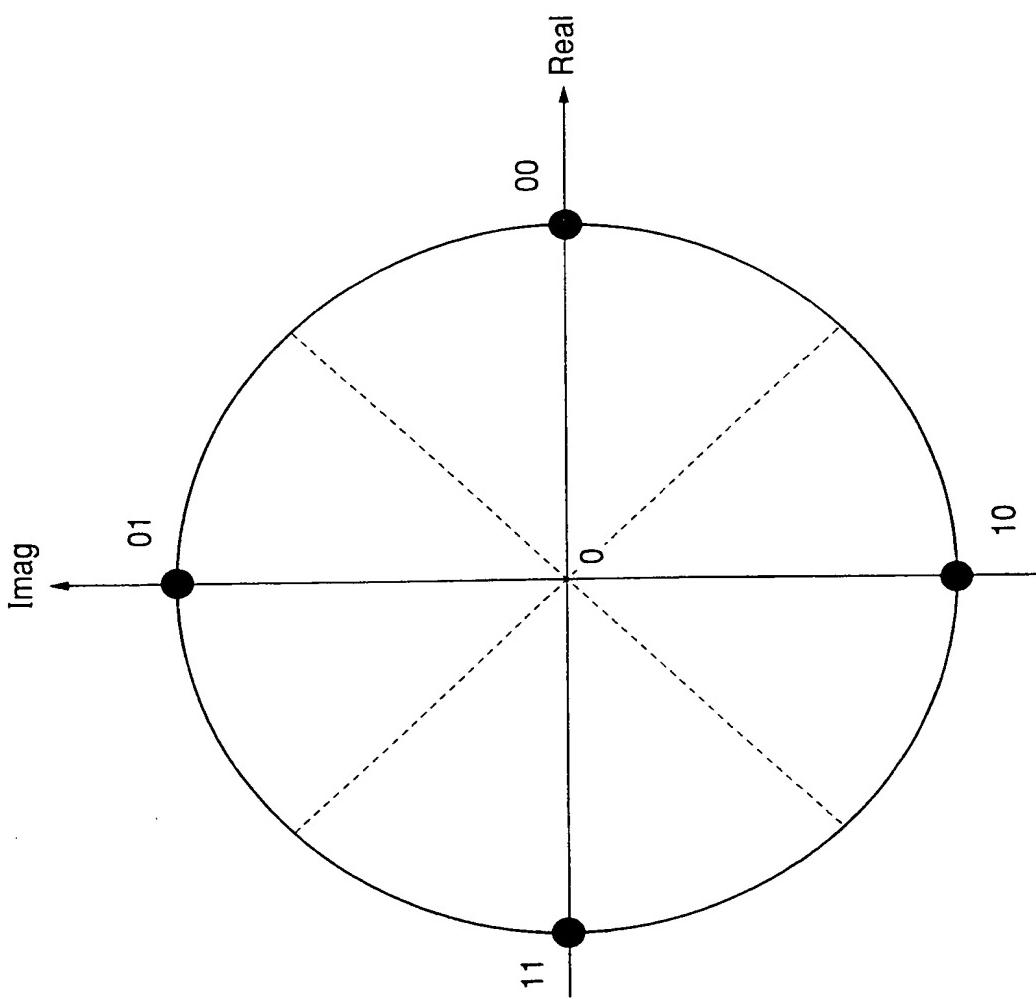
THIS PAGE BLANK (USPTO)

THIS PAGE BLANK (USPTO)

28/38

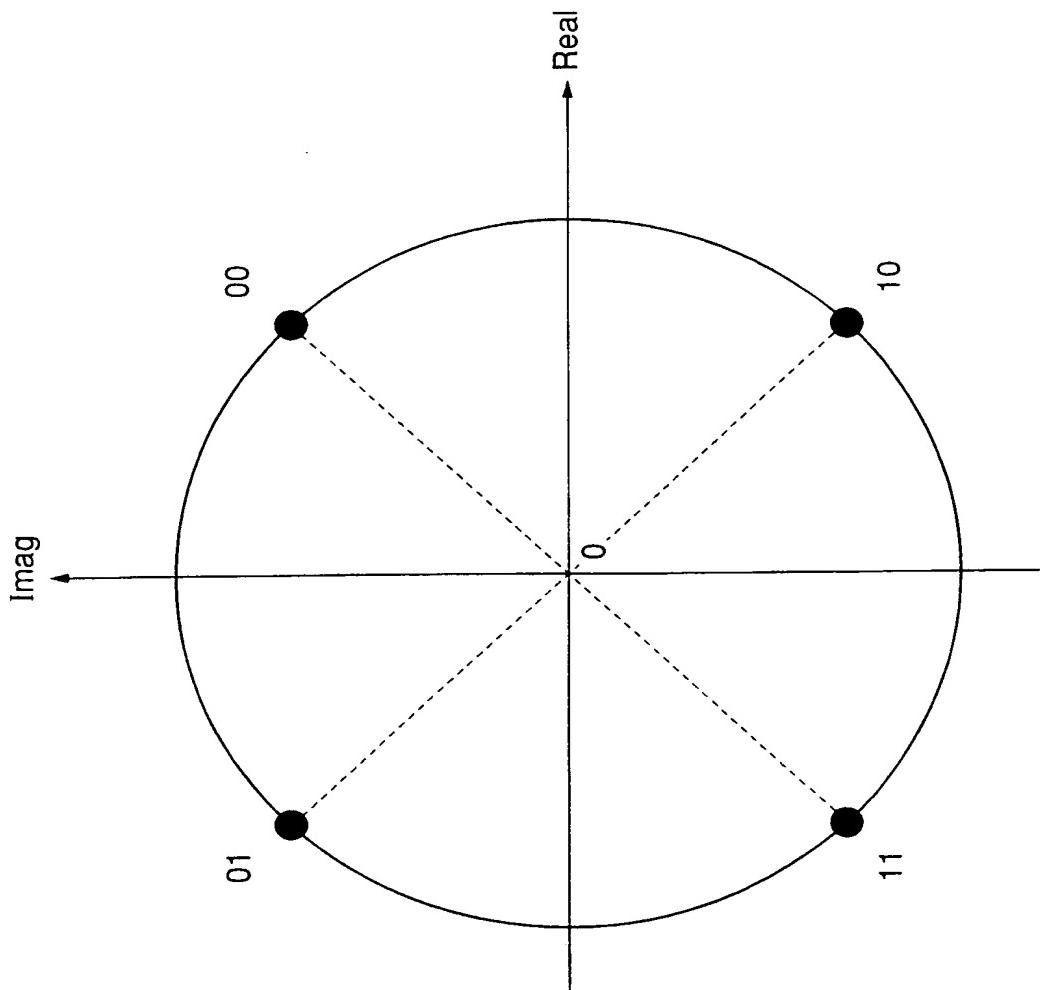
図28

QPSKビットコンステレー シヨン例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

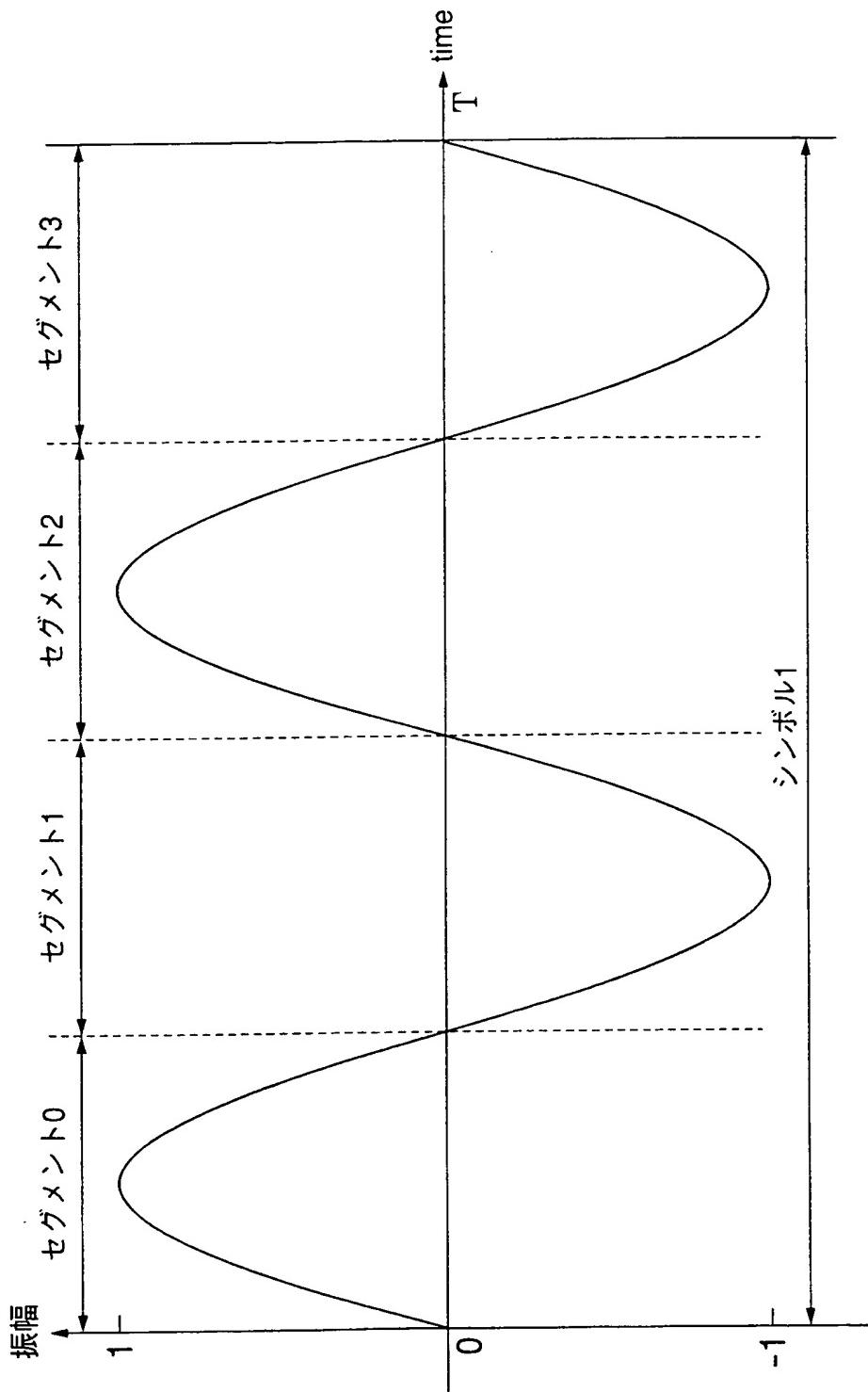
図29
 $\frac{\pi}{4}$ -Shifted QPSKのビットコンステレー シヨン例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

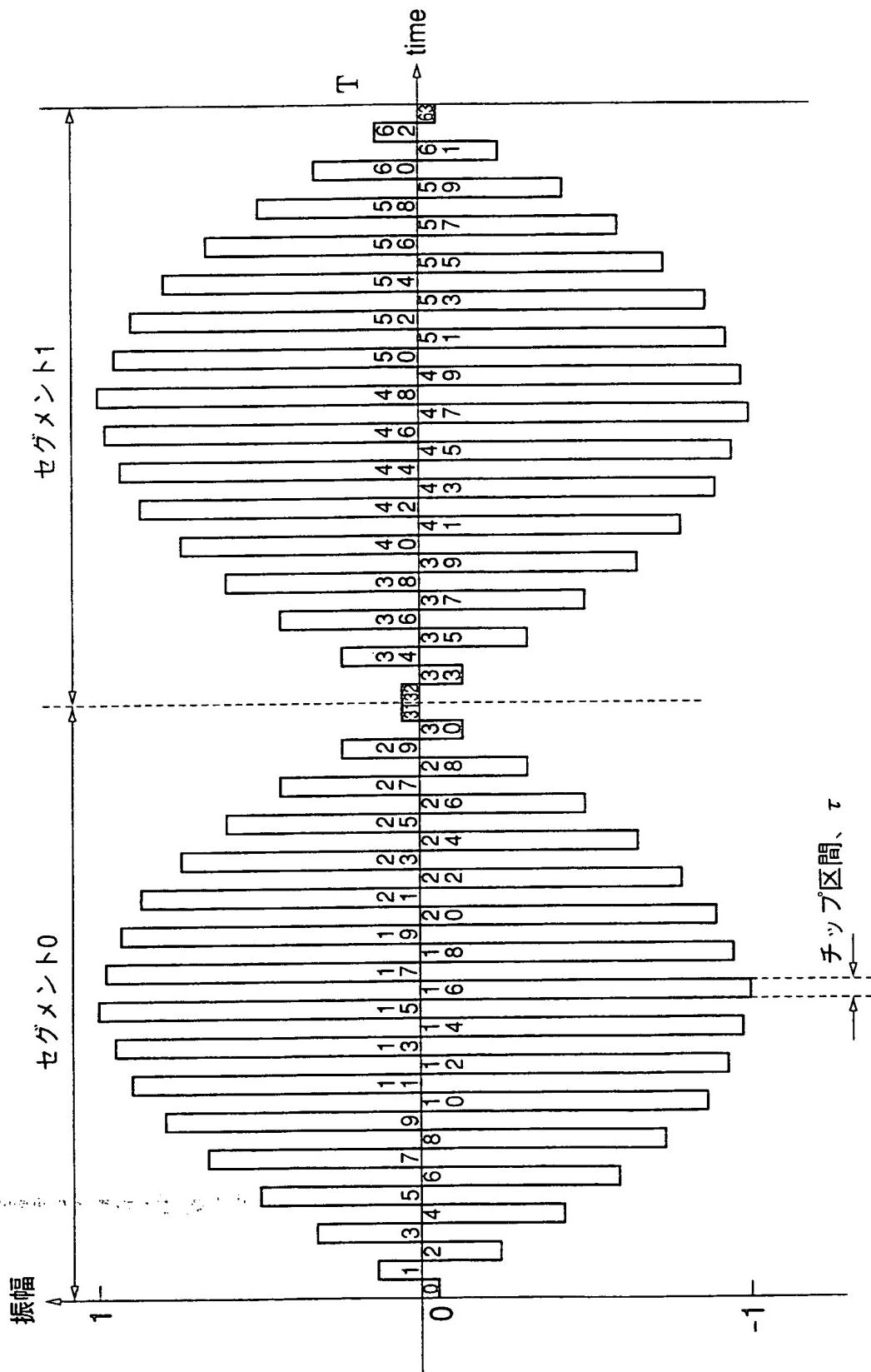
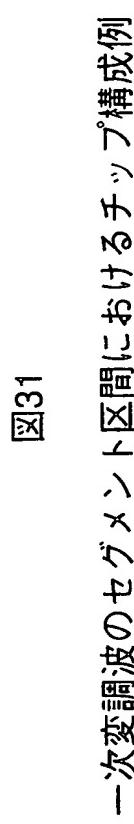
図30

一次変調波のシンボル区間におけるセグメント構成例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

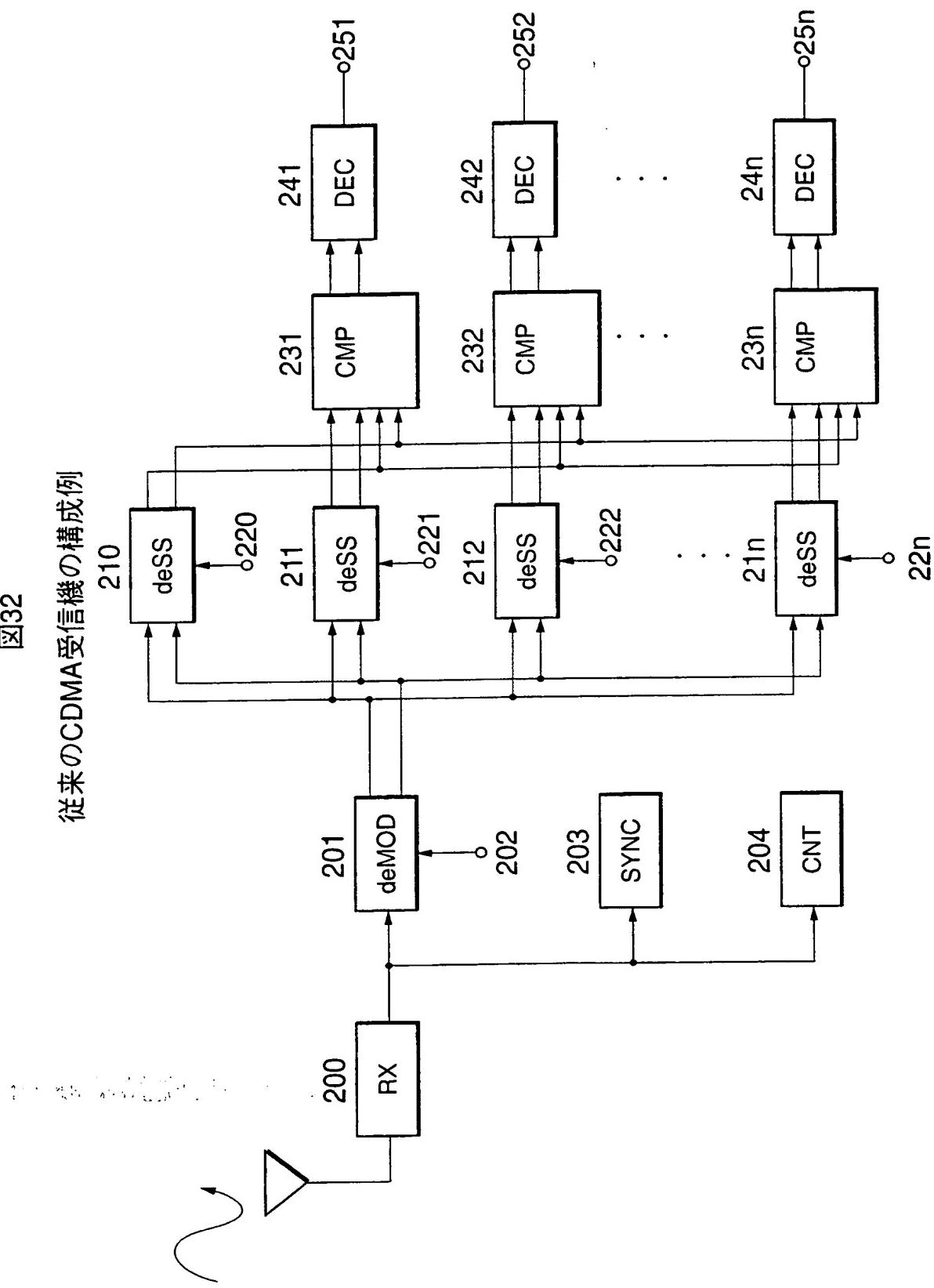
31/38



THIS PAGE BLANK (USPTO)

32/38

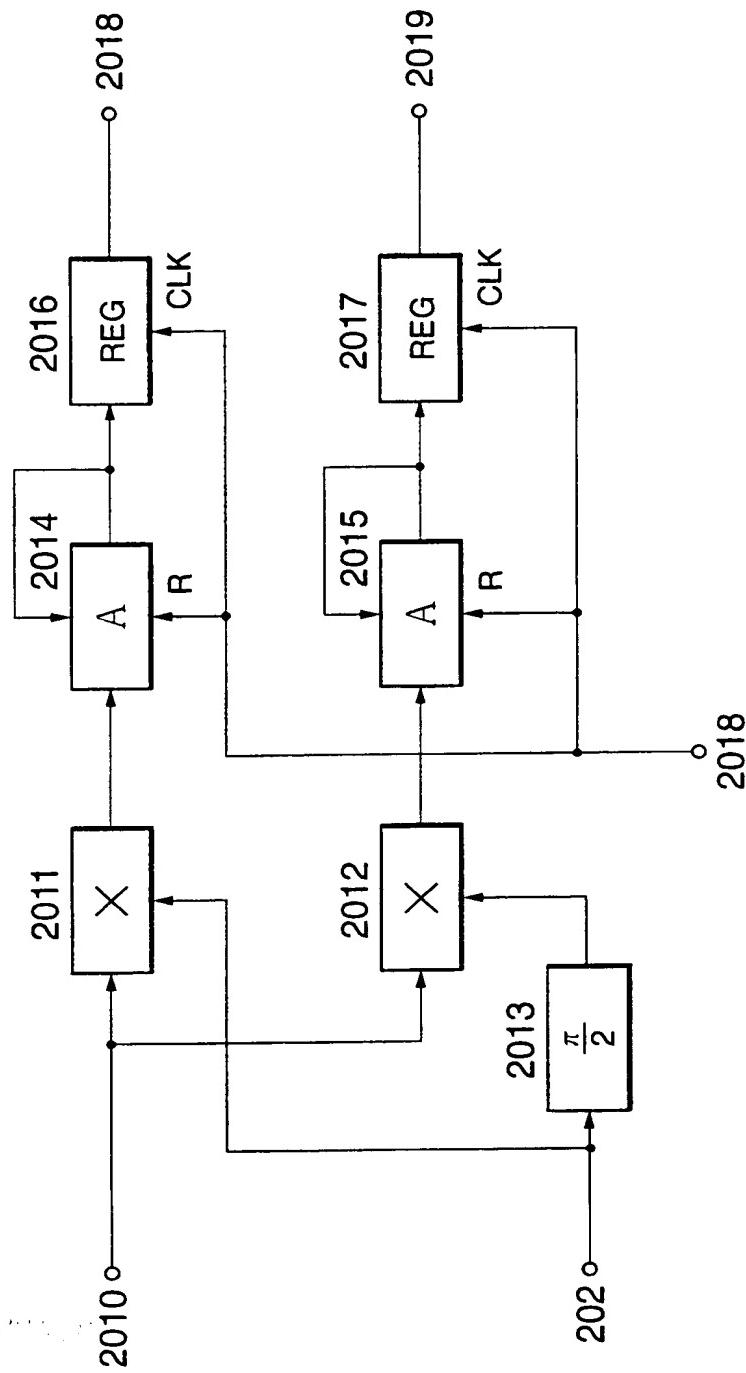
図32
従来のCDMA受信機の構成例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図33

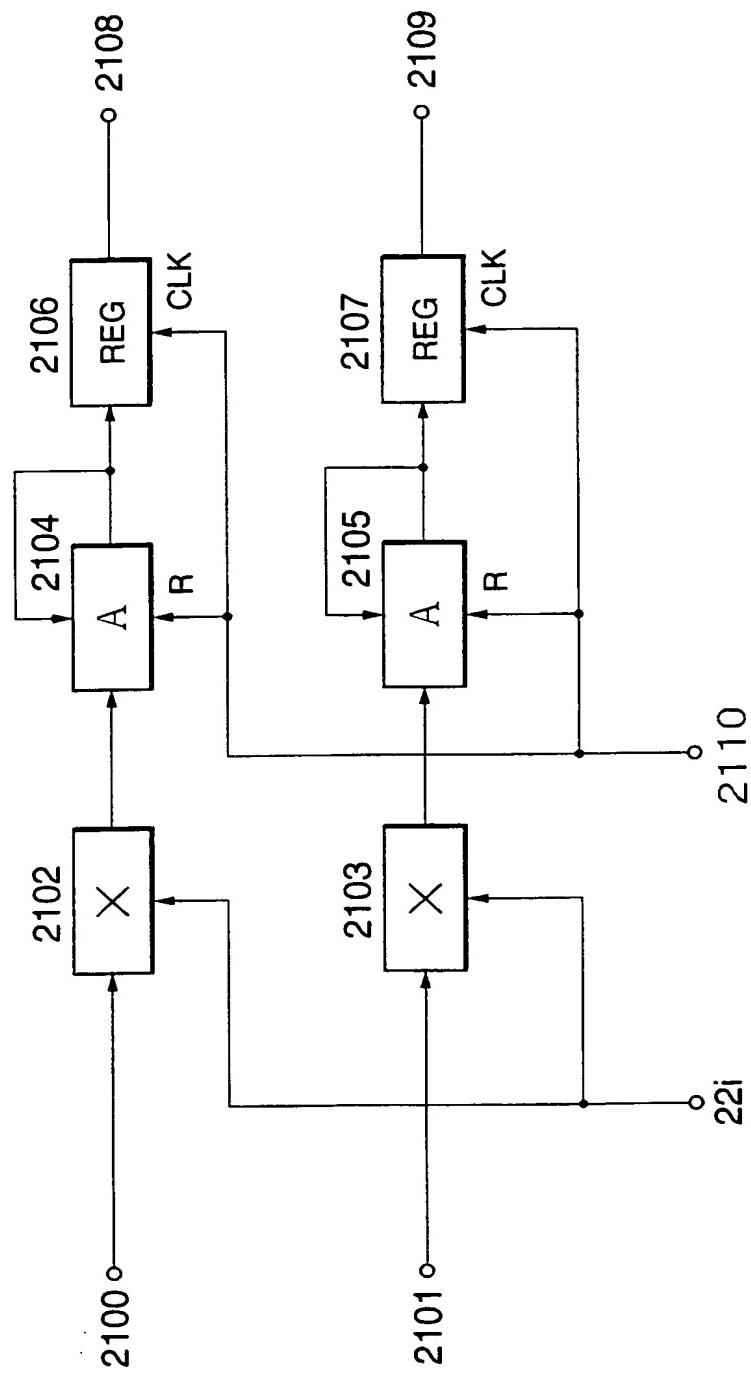
復調回路(de MOD)の詳細構成例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図34

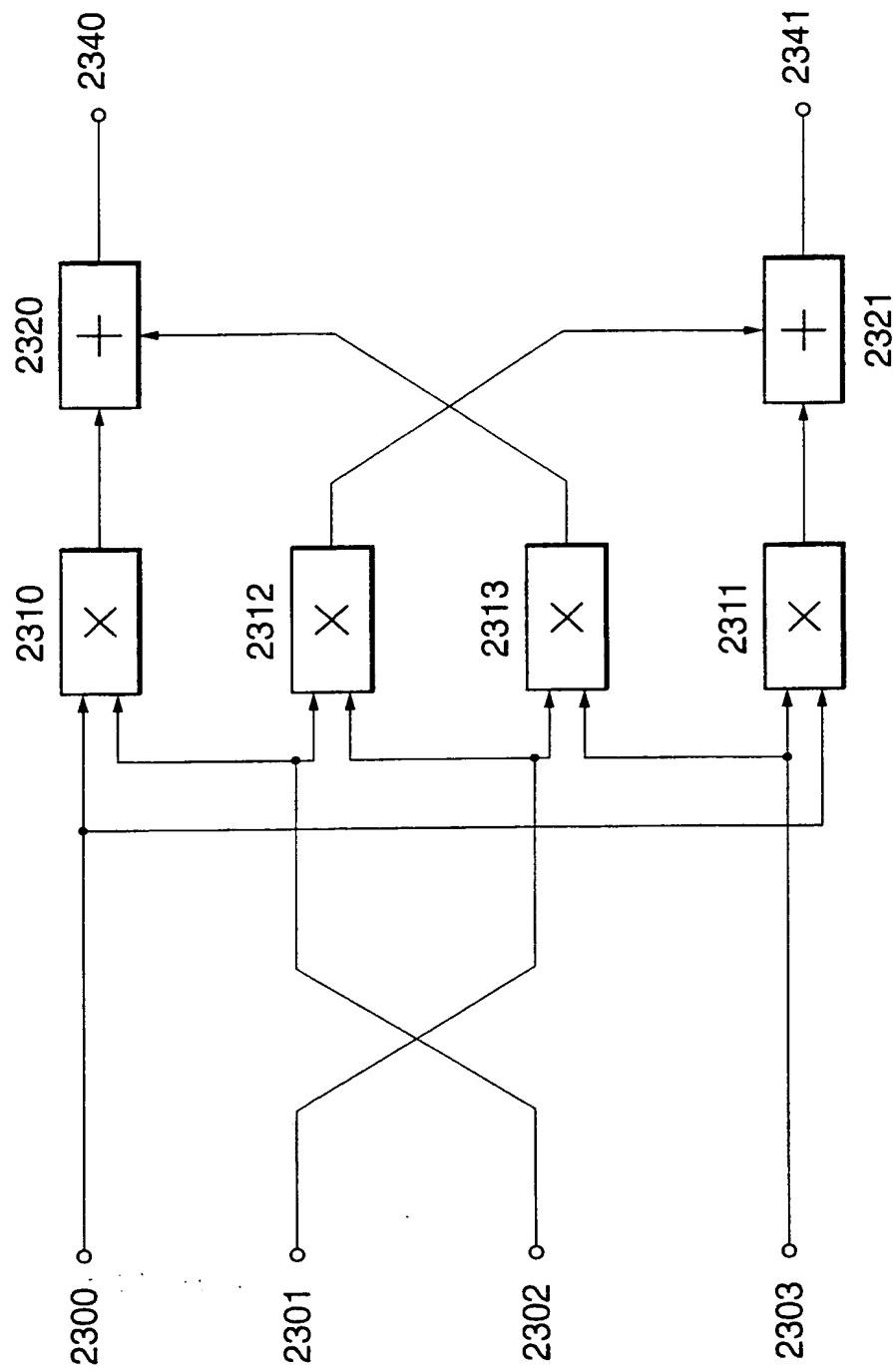
逆拡散回路(deSS) の詳細構成例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図35

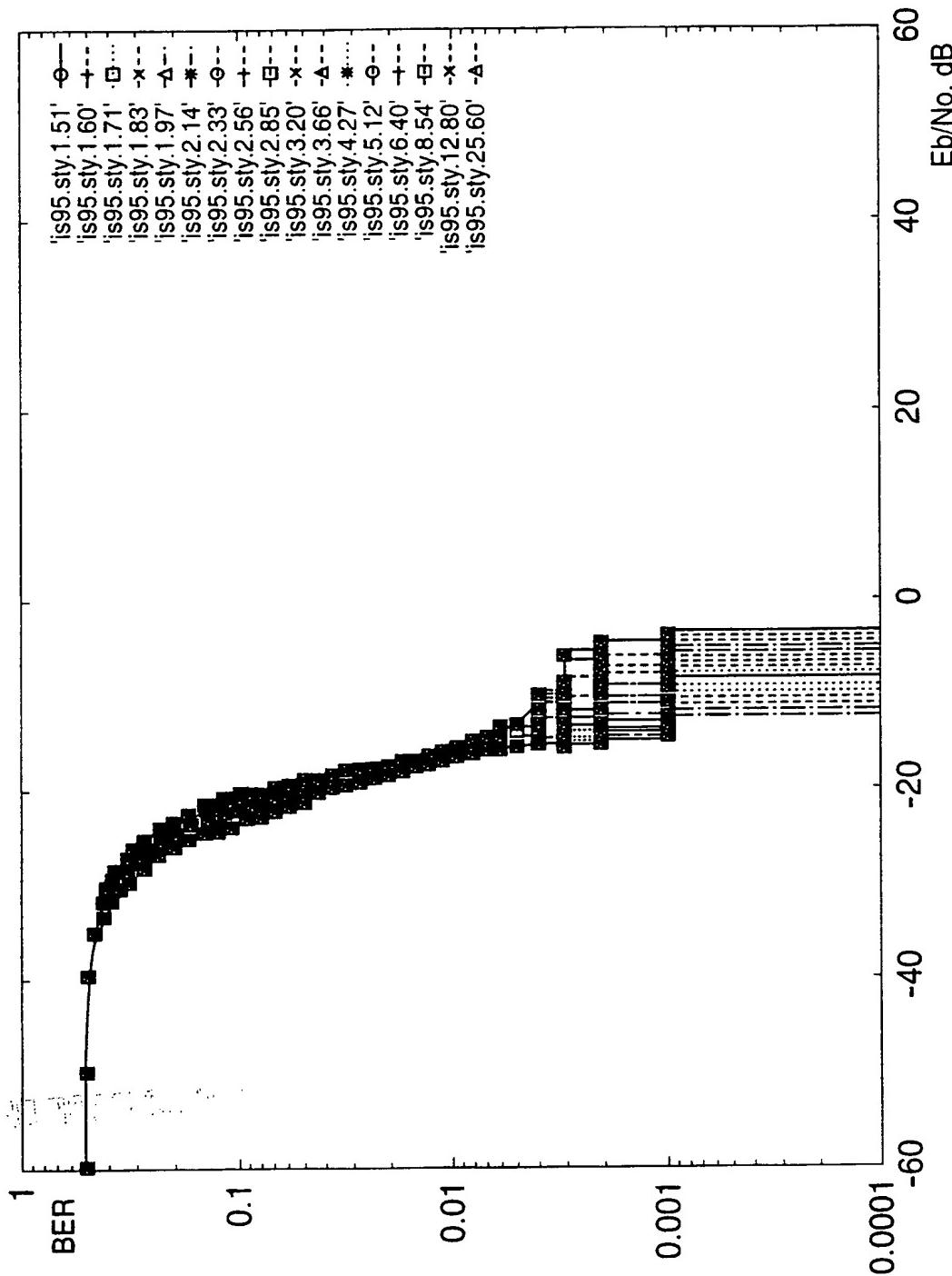
位相補正回路(CMP)の詳細構成例



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図36

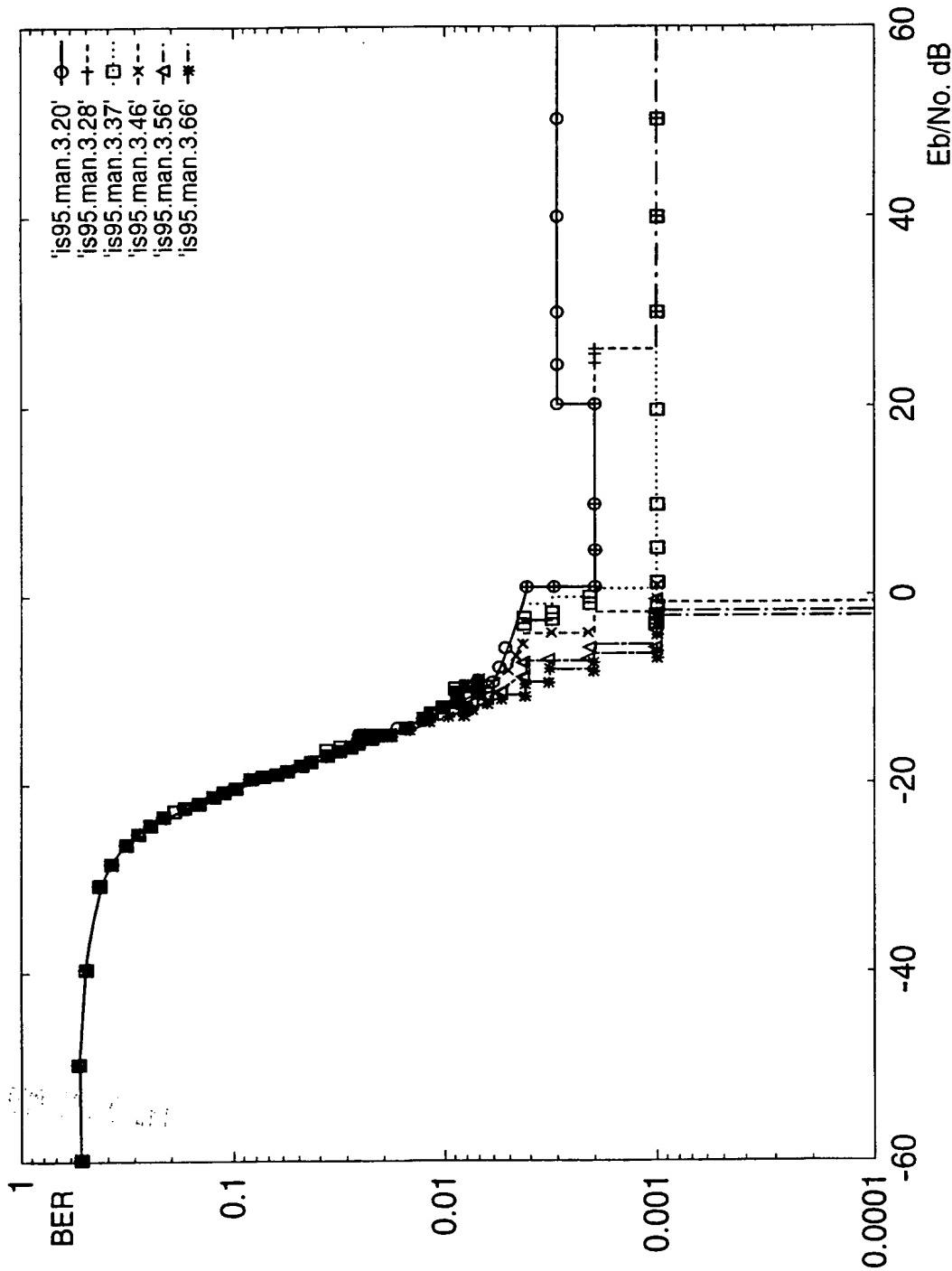
従来方式の静止電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

従来方式の携帯電話モードにおける伝送特性

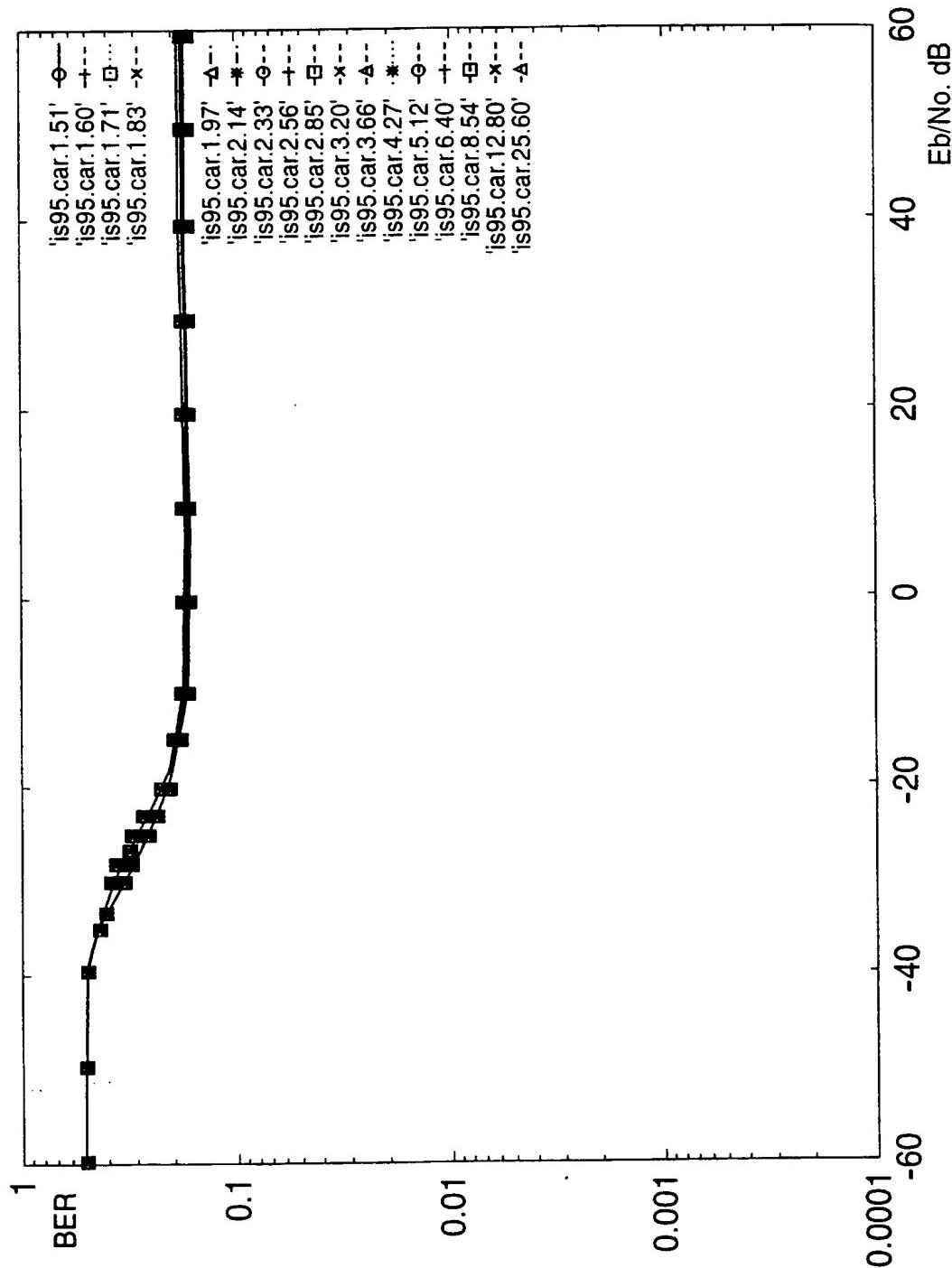
図37



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図38

従来方式の自動車電話モードにおける伝送特性



THIS PAGE BLANK (USPTO)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/02443

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁶ H04J13/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁶ H04J13/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
 Jitsuyo Shinan Koho (Y1, Y2) 1926-1999 Toroku Jitsuyo Shinan Koho (U) 1994-1999
 Kokai Jitsuyo Shinan Koho (U) 1971-1999 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-1999

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP, 9-289501, A (Sharp Corp.), 4 November, 1997 (04. 11. 98), Fig. 1 & EP, A2, 758823	1
A		5-11
PX	JP, 10-294718, A (AT&T Corp.), 4 November, 1998 (04. 11. 98), Fig. 1 & EP, A2, 863622 & CA, A, 2214058 & CN, A, 1194511	1
PA		5-11
X	JP, 56-86559, A (Oki Electric Industry Co., Ltd.), 14 July, 1981 (14. 07. 81), Fig. 2	2
A		3, 5-6, 8-15
A	JP, 8-125583, A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 17 May, 1996 (17. 05. 96), Fig. 3 (Family: none)	4, 7, 9-11, 13-15

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
6 August, 1999 (06. 08. 99)Date of mailing of the international search report
17 August, 1999 (17. 08. 99)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/02443

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 8-125584, A (Mitsubishi Electric Corp.), 17 May, 1996 (17. 05. 96), Fig. 3 (Family: none)	4, 7, 9-11, 13-15
A	JP, 4-79438, A (NEC Corp.), 12 March, 1992 (12. 03. 92), Figs. 3, 4 (Family: none)	4, 7, 9-11, 13-15

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP99/02443

A. 発明の属する分野の分類(国際特許分類(IPC))

Int. Cl° H04J13/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料(国際特許分類(IPC))

Int. Cl° H04J13/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報(Y1、Y2)	1926-1999
日本国公開実用新案公報(U)	1971-1999
日本国登録実用新案公報(U)	1994-1999
日本国実用新案登録公報	1996-1999

国際調査で使用した電子データベース(データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	J P, 9-289501, A, (シャープ株式会社), 4. 11 月. 1997 (04. 11. 98), 第1図&EP, A2, 758 823	1
A		5-11
PX	J P, 10-294718, A, (エイ・ティ・アンド・ティ・コ ーポレーション), 4. 11月. 1998 (04. 11. 98), 第1図&EP, A2, 863622&CA, A, 2214058& CN, A, 1194511	1
PA		5-11

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

- 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献(理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

- 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

06. 08. 99

国際調査報告の発送日

17.08.99

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官(権限のある職員)

江嶋 清仁

5K 9849

電話番号 03-3581-1101 内線 3554

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	J P, 56-86559, A, (沖電気工業株式会社), 14. 7 月. 1981 (14. 07. 81), 第2図	2
A		3, 5-6, 8-15
A	J P, 8-125583, A, (三洋電機株式会社), 17. 5 月. 1996 (17. 05. 96), 第3図 (ファミリーなし)	4, 7, 9- 11, 13- 15
A	J P, 8-125584, A, (三菱電機株式会社), 17. 5 月. 1996 (17. 05. 96), 第3図 (ファミリーなし)	4, 7, 9- 11, 13- 15
A	J P, 4-79438, A, (日本電気株式会社), 12. 3月. 1992 (12. 03. 92), 第3, 4図 (ファミリーなし)	4, 7, 9- 11, 13- 15